



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA**  
**ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**  
*CAMPUS DE SOBRAL*

**FELIPE CARDOSO DOS ANJOS**

**CANCELAMENTO DE DISTORÇÕES NÃO LINEARES EM SISTEMAS**  
**OFDM COOPERATIVOS AMPLIFICA-E-ENCAMINHA**

**SOBRAL**

**2017**

FELIPE CARDOSO DOS ANJOS

CANCELAMENTO DE DISTORÇÕES NÃO LINEARES EM SISTEMAS OFDM  
COOPERATIVOS AMPLIFICA-E-ENCAMINHA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação. Área de concentração: Sistemas de Informação.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes

SOBRAL

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

- A619c Anjos, Felipe Cardoso dos.  
Cancelamento de Distorções Não Lineares em Sistemas OFDM Cooperativos Amplifica-E-Encaminha /  
Felipe Cardoso dos Anjos. – 2017.  
76 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2017.  
Orientação: Prof. Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes.
1. OFDM. 2. Sistema cooperativo. 3. Correção iterativa com detecção hard. 4. Amplificador não linear. I.  
Título.

CDD 621.3

---

FELIPE CARDOSO DOS ANJOS

CANCELAMENTO DE DISTORÇÕES NÃO LINEARES EM SISTEMAS OFDM  
COOPERATIVOS AMPLIFICA-E-ENCAMINHA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação. Área de concentração: Sistemas de Informação.

Aprovada em: 29/11/2017.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Francisco Rafael Marques de Lima  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Tarcisio Ferreira Maciel  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Dedico este trabalho a Deus e à minha Família, em especial a minha mãe Ledioneta, ao meu amor Janayna Moura e a minha linda filha Lara dos Anjos, por estarem sempre ao meu lado.

## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus, que me ilumina e me guia pelos caminhos da vida.

À minha mãe, por todo seu esforço, dedicação e amor ao longo de todos seus dias com o propósito de sempre nos dar o melhor. E por estar sempre presente me apoiando e me incentivando.

À minha linda filha Lara, pela companhia em todas as horas, inclusive nas aulas do curso. Por me mostrar a outra face da vida, em que a simplicidade em ver as coisas as tornam mais fáceis e por ter me dado forças durante todo este período.

À minha amada Janayna, por me acompanhar nas minhas decisões, sempre me incentivando, mesmo que para isto seus desejos fiquem em segundo plano. Não há prova de amor maior que essa.

Ao meu Orientador Professor Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes, por todos os ensinamentos valiosos na construção deste trabalho, pelo apoio e orientações que tornaram este sonho realidade. Sinto-me privilegiado em ter sido seu orientando.

Aos professores do curso de mestrado por todo o conhecimento compartilhado e por toda ajuda durante cada disciplina.

Aos meus grandes amigos do curso pelo apoio nas horas mais difíceis.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro que me foi concedido durante esse período.

A todos minha gratidão!

“Tudo deveria se tornar o mais simples possível, mas não simplificado.”

Albert Einstein

## RESUMO

A integração de diferentes tecnologias apresenta-se como uma forte vertente para os sistemas de comunicação sem fio das próximas gerações. O desafio de otimizar os recursos existentes e aumentar a qualidade dos serviços dão origem a sistemas híbridos. Considerando estes aspectos, esta pesquisa integra duas grandes estratégias, a Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) e a comunicação cooperativa, para potencializar o desempenho dos sistemas e aumentar a qualidade dos serviços. No entanto, uma importante característica dos sistemas OFDM, a que devemos dar atenção especial, é a sensibilidade aos amplificadores de potência (*Power Amplifiers* - PAs) não lineares. Estes dispositivos podem danificar o sinal transmitido, inserindo distorções na forma de onda do sinal, comprometendo a detecção no receptor. Diante deste contexto, o objetivo desta dissertação é propor técnicas iterativas para o cancelamento de distorções não lineares em sistemas OFDM cooperativos AF (*Amplify-and-Forward*). As técnicas propostas estimam e cancelam as distorções não lineares causadas pelo uso de PAs na fonte e no repetidor. Inicialmente, propomos uma técnica desconsiderando o uso do canal direto entre a fonte e o destino (SD), supondo para esta análise a baixa qualidade deste canal. O modelo de sistema foi constituído por uma fonte transmissora (S) equipada com um PA não linear, um *relay* (R) com um PA não linear e protocolo AF e um receptor destino (D). A primeira técnica proposta para ambientes sem exploração da diversidade cooperativa foi denominada Duplo Cancelamento Iterativo com Detecção *Hard* (Duplo-CIDH) e possui grande capacidade de estimar e cancelar as distorções não lineares da fonte e do *relay*. De fato, as estimativas das distorções não lineares da fonte são usadas na detecção e cancelamento das distorções não lineares do *relay*. Para a proposta do segundo algoritmo foi considerado o enlace direto (*Fonte-Destino* - SD) e o enlace cooperativo (*Fonte-Relay-Destino* - SRD). Este novo algoritmo nomeado Duplo-CIDH com Diversidade Cooperativa (Duplo-CIDH-DC) possui um grau maior de sofisticação, pois apresenta em sua estrutura blocos que farão o pré-branqueamento dos sinais recebidos e, em seguida, os combinarão através do método de combinação por máxima razão (*Maximal Ratio Combining* - MRC). Consideramos em todas as análises que o receptor possui total conhecimento sobre o estado dos canais. As técnicas propostas foram avaliadas em termos da taxa de erro de símbolos (*Symbol Error Rate* - SER) através de simulações numéricas. Os resultados obtidos permitiram verificar que ambas as técnicas propostas possuem grande capacidade de cancelar as distorções não lineares, fornecendo resultados próximos ao caso com PAs lineares.

**Palavras-chave:** OFDM. Sistema cooperativo. Correção iterativa com detecção *hard*. Amplificador não linear.



## ABSTRACT

The integration of different technologies is a key approach for wireless communication systems of the next generations. The challenge of optimizing existing resources and increasing the quality of services gives rise to hybrid systems. Considering these aspects, this research integrates two major strategies, OFDM and cooperative communication, to enhance the performance of systems and increase the quality of service. However, an important feature of OFDM systems is the sensitivity to nonlinear PAs (*Power Amplifiers*). These devices may damage the transmitted signal by inserting distortions in the signal waveform, thereby compromising detection at the receiver. In this context, the objective of this dissertation is to propose iterative techniques for cancellation of nonlinear distortions in AF (*Amplify-and-Forward*) cooperative OFDM systems. The proposed techniques estimate and cancel nonlinear distortions caused by the use of PAs at source and relay. Initially, we propose a technique that does not consider the use of the direct channel between source and destination (SD). The system model is composed by a source (S) equipped with a nonlinear PA, a relay (R) with a nonlinear PA and AF (*Amplify-and-Forward*) protocol and a destination (D). The first technique proposed for environments without exploitation of cooperative diversity is called Double Cancellation Iterative with Hard Detection (Double-CIDH) and has great ability to estimate and cancel the nonlinear distortions of the source and relay. Indeed, the estimates of nonlinear source distortions are used in the detection and cancellation of relay nonlinear distortions. For the proposal of the second algorithm, the direct link (Source-Destination - SD) and the cooperative link (Source-Relay-Destination - SRD) were considered. This new algorithm named Double-CIDH with Cooperative Diversity (Duplo-CIDH-DC) has a greater degree of sophistication, as it presents in its structure blocks that will pre-whitening the incoming signals and then combine them through the maximum combining method Maximal Ratio Combining (MRC). We consider that the receiver has full knowledge about the state of the channels. The proposed techniques were evaluated in terms of the Symbol Error Rate (SER) through numerical simulations. The obtained results allow us to verify that both proposed techniques have performed well the task of cancelling the nonlinear distortions, providing results close to the case with linear PAs.

**Keywords:** OFDM. Cooperative systems. Iterative correction hard detection. Nonlinear amplifier.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos de um transmissor OFDM. . . . .	24
Figura 2 – Diagrama de blocos de um receptor OFDM. . . . .	25
Figura 3 – Razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) de um sinal OFDM. . . . .	26
Figura 4 – Função que caracteriza um amplificador de potência (PA). . . . .	27
Figura 5 – Gráfico da função de saída de um PA modelo <i>Soft-clipping</i> com $A_{sat} = 1$ . . . . .	29
Figura 6 – Modelo básico de sistema de comunicação cooperativo sem diversidade cooperativa. . . . .	30
Figura 7 – Modelo simplificado de sistema de comunicação cooperativo com diversidade cooperativa. . . . .	32
Figura 8 – Modelo de sistema de comunicação cooperativa. . . . .	36
Figura 9 – Receptor com cancelamento iterativo de distorções não lineares do <i>relay</i> . . . . .	39
Figura 10 – Receptor com cancelamento iterativo de distorções não lineares da fonte e do <i>relay</i> . . . . .	41
Figura 11 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH. . . . .	44
Figura 12 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH para várias ordens de modulação QAM. . . . .	44
Figura 13 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH para vários valores de $d^{SR}$ , distância entre a fonte e o <i>relay</i> , e $d^{RD}$ , distância entre o <i>relay</i> e o destino. . . . .	45
Figura 14 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH para diferentes números de iterações (Nit). . . . .	46
Figura 15 – SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH para vários valores de $N$ . . . . .	47
Figura 16 – SER em função da SNR para o Duplo-CIDH para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ) com perfil de atraso de potência uniforme. . . . .	48
Figura 17 – SER em função da SNR para o Duplo-CIDH para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ) com perfil de atraso de potência exponencial. . . . .	49
Figura 18 – SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH para vários valores de $P_s$ e $P_r$ . . . . .	49
Figura 19 – SER em função da SNR para o número médio de iterações das técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH. . . . .	50
Figura 20 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH para vários valores de $\sigma_W^2$ . . . . .	50

Figura 21 – Sistema de comunicação com diversidade cooperativa. . . . .	52
Figura 22 – Receptor Duplo-CIDH para o cancelamento iterativo de distorções não lineares da fonte e do <i>relay</i> com MRC. . . . .	58
Figura 23 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa. . . . .	60
Figura 24 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa para várias ordens de modulação QAM. . . . .	61
Figura 25 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH-DC para diferentes números de iterações (Nit). . . . .	61
Figura 26 – SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa para vários valores de $N$ . . . . .	62
Figura 27 – SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ) com perfil de atraso de potência uniforme. . . . .	63
Figura 28 – SER em função da SNR para o Duplo-CIDH-DC para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ) com perfil de atraso de potência exponencial. . . . .	63
Figura 29 – SER em função da SNR para o número médio de iterações das técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH-DC. . . . .	64
Figura 30 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no <i>relay</i> e Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa com potência do ruído $\sigma_W^2 = 10^{-4}$ . . . . .	65

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Estudos que analisaram o desempenho de técnicas de cancelamento de distorções NLs em vários cenários. . . . .	21
Tabela 2 – Parâmetros utilizados nas simulações numéricas. . . . .	43
Tabela 3 – Parâmetros utilizados nas simulações numéricas. . . . .	59

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<b>ACI</b>	Interferência de Canal Adjacente
<b>AF</b>	Amplifica e Encaminha
<b>AWGN</b>	Ruído Gaussiano Branco Aditivo
<b>BER</b>	Taxa de Erro de Bit
<b>CE</b>	Estimação de Canal
<b>CIDH</b>	Correção Iterativa com Detecção <i>Hard</i>
<b>CP</b>	Prefixo Cíclico
<b>D</b>	Destino
<b>DF</b>	Decodifica e Encaminha
<b>DFT</b>	Transformada de Fourier Discreta
<b>Duplo-CIDH</b>	Duplo Cancelamento Iterativo com Detecção <i>Hard</i>
<b>Duplo-CIDH-DC</b>	Duplo Cancelamento Iterativo com Detecção <i>Hard</i> com Diversidade Cooperativa
<b>FFT</b>	Transformada de Fourier Rápida
<b>GAMP</b>	Passagem de Mensagem Aproximada Generalizada
<b>ICI</b>	Interferência entre Subportadoras
<b>IDFT</b>	Transformada de Fourier Discreta Inversa
<b>IFFT</b>	Transformada de Fourier Rápida Inversa
<b>IIC</b>	Cancelamento de Interferência Iterativa
<b>iid</b>	independentes e identicamente distribuídos
<b>ISI</b>	Interferência Intersimbólica
<b>LL</b>	Log-Verossimilhança
<b>LTE</b>	<i>Long Term Evolution</i>
<b>MIMO</b>	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas
<b>mmW</b>	Ondas Milimétricas
<b>MRC</b>	Combinação por Máxima Razão
<b>NLs</b>	Não Lineares
<b>OFDM</b>	Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais
<b>OFDMA</b>	Múltiplo Acesso por Divisão em Frequências Ortogonais
<b>OQAM</b>	Modulação por Amplitude em Quadratura Offset
<b>NLPA</b>	Amplificador de Potência Não Linear
<b>PA</b>	Amplificador de Potência
<b>PAPR</b>	Razão entre a Potência de Pico e a Potência Média
<b>PIC</b>	Cancelamento de Interferência Paralelo
<b>PSK</b>	Modulação por Chaveamento de Fase
<b>P/S</b>	Paralelo para Serial
<b>QAM</b>	Modulação por Amplitude em Quadratura

<b>QoS</b>	Qualidade de Serviço
<b>R</b>	<i>Relay</i>
<b>RD</b>	<i>Relay-Destino</i>
<b>S</b>	Fonte
<b>SC</b>	Combinação por Seleção
<b>SC-FDMA</b>	Múltiplos Acesso por Divisão de Frequência de Portadora Única
<b>SDMA</b>	Múltiplo Acesso por Divisão no Espaço
<b>SER</b>	Taxa de Erro de Símbolo
<b>SFBC</b>	Codificação Bloco Frequência-Espaço
<b>SIC</b>	Cancelamento de Interferência Sucessiva
<b>SNR</b>	Relação Sinal-Ruído
<b>SD</b>	Fonte-Destino
<b>SR</b>	Fonte- <i>Relay</i>
<b>SRD</b>	Fonte- <i>Relay</i> -Destino
<b>S/P</b>	Serial para Paralelo
<b>STBC</b>	Codificação Bloco Tempo-Espaço
<b>ST</b>	Tempo-Espaço
<b>TDMA</b>	Múltiplo Acesso por Divisão no Tempo
<b>TWT</b>	Tubo de Onda Viajante
<b>ZF</b>	<i>Zero Forcing</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\sigma_W^2$	Variância do ruído
$\sigma_d^2$	Potência da distorção não linear
$E[.]$	Operador da função esperança
$VAR[.]$	Operador da função variância
$d^{SD}$	Distância entre a fonte e o destino
$d^{SR}$	Distância entre a fonte e o <i>relay</i>
$d^{RD}$	Distância entre o <i>relay</i> e o destino
$d$	Distorção não linear
$P$	Potência total de transmissão
$P_s$	Potência de transmissão da fonte
$P_r$	Potência de transmissão do <i>relay</i>
$A_{sat}$	Amplitude de saturação
$N$	Número de subportadoras
$n$	Índice de subportadora
$n'$	Índice do tempo discreto
$x_{n'}$	Variável escalar no domínio do tempo
$X_n$	Variável escalar no domínio da frequência
$\mathbf{x}$	Variável vetorial
$\mathbf{X}$	Variável matricial
$CC$	Número de coeficientes do canal
$(.)^*$	Operador complexo conjugado
$f(\cdot)_{n'}^S$	Função que modela PA da fonte
$f(\cdot)_{n'}^R$	Função que modela PA do <i>relay</i>
$\angle \hat{y}_{n'}$	Fase do sinal de entrada
$N$	Número de subportadoras
$p$	Expoente de perda de percurso
$PAPR_{max}$	PAPR máxima
$erfc(\cdot)$	Função error complementar
$e^x$	Função exponencial

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO . . . . .	17
1.1	Contexto do Problema . . . . .	17
1.2	Revisão de Literatura . . . . .	18
1.3	Motivação e Objetivos . . . . .	20
1.4	Produção Científica . . . . .	22
1.5	Estrutura da Dissertação . . . . .	22
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA . . . . .	23
2.1	Introdução . . . . .	23
2.2	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) . . . . .	23
2.3	Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) . . . . .	25
2.4	Power Amplifier (PA) . . . . .	26
2.4.1	<i>Modelo de Saleh</i> . . . . .	27
2.4.2	<i>Modelo de Rapp</i> . . . . .	27
2.4.3	<i>Modelo Polinomial</i> . . . . .	28
2.4.4	<i>Modelo Soft-clipping</i> . . . . .	28
2.4.5	<i>Teorema de Bussgang</i> . . . . .	29
2.5	Sistemas de Comunicação Cooperativos . . . . .	30
2.5.1	<i>Sistemas Cooperativos</i> . . . . .	30
2.5.2	<i>Amplify-and-Forward (AF)</i> . . . . .	32
2.5.3	<i>Decode-and-Forward Fixo (FDF)</i> . . . . .	33
2.5.4	<i>Decode-and-Forward Seletivo (SDF)</i> . . . . .	33
2.6	Conclusões . . . . .	34
3	CANCELAMENTO DE DISTORÇÕES NÃO LINEARES EM SISTEMAS OFDM COOPERATIVOS AF . . . . .	35
3.1	Introdução . . . . .	35
3.2	Modelo de Sistema . . . . .	35
3.3	Correção Iterativa com Detecção <i>Hard</i> (CIDH) em Sistema Cooperativo OFDM AF . . . . .	38
3.4	Duplo-CIDH para Sistema OFDM Cooperativo AF . . . . .	40
3.5	Resultados de Simulação . . . . .	42
3.6	Conclusões . . . . .	51
4	DUPLO-CIDH EM SISTEMAS OFDM COOPERATIVOS AF COM DIVERSIDADE COOPERATIVA . . . . .	52
4.1	Introdução . . . . .	52
4.2	Modelo de Sistema . . . . .	52
4.3	Algoritmo Duplo-CIDH com Diversidade Cooperativa . . . . .	54



4.3.1	<i>Processo de pré-branqueamento</i> . . . . .	54
4.3.2	<i>Etapa de Combinação utilizando MRC</i> . . . . .	56
4.3.3	<i>Algoritmo Duplo-CIDH com Diversidade Cooperativa</i> . . . . .	57
4.4	Resultados de Simulação . . . . .	59
4.5	Conclusões . . . . .	66
5	CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS . . . . .	67
	REFERÊNCIAS . . . . .	69

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Contexto do Problema

A crescente evolução de diversos novos tipos de serviços em redes de comunicação sem fio vem impulsionando o desenvolvimento de sistemas cada vez mais inteligentes e dinâmicos, capazes de oferecer altas velocidades de transmissão e baixas taxas de erro de bit (*Bit Error Rate* - BER). A técnica de Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) e a comunicação cooperativa são duas estratégias que se destacam por atenderem de forma eficaz a essas demandas.

A OFDM está entre as principais tecnologias de interface aérea em sistemas de comunicação sem fio. Esta técnica, além de possuir boa eficiência espectral, é bastante robusta a canais seletivos em frequência, proporcionando ao sistema altas taxas de transmissão de dados, robustez à interferência intersimbólica (*Intersymbol Interference* - ISI) e robustez à interferência entre subportadoras (*Intercarrier Interference* - ICI), com baixa complexidade [1].

Uma das principais desvantagens dos sistemas OFDM é o alto valor da razão entre a potência de pico e a potência média (*Peak to Average Power Ratio* - PAPR) do sinal recebido [2]. Isso ocorre devido à soma coerente dos vários símbolos transmitidos em subportadoras com modulações independentes. Um fator bastante agravante da alta PAPR está relacionado com as distorções causadas pelo uso de amplificadores de potência (*Power Amplifiers* - PA) não lineares, pois os altos valores da PAPR na entrada destes dispositivos resultam em distorções do sinal transmitido, podendo causar falhas na detecção da informação no receptor [3].

Uma importante característica dos sistemas OFDM é, portanto, a sensibilidade a PAs não lineares. Estes dispositivos podem danificar o sinal transmitido, inserindo distorções na forma de onda do sinal, comprometendo a detecção no receptor [3]. Há algumas soluções com o objetivo de reduzir os efeitos não lineares impostos pelo uso de PAs, que são: técnicas de redução de PAPR, técnicas de pré-distorção do sinal no transmissor e técnicas de cancelamento de distorções não lineares no receptor. As técnicas de redução da PAPR realizam o processamento do sinal no transmissor com o objetivo de reduzir os picos de amplitude do sinal para que não atinjam regiões não lineares [4, 5, 6, 7, 8, 9, 10]. As técnicas de pré-distorção consistem em modificar o sinal no transmissor de forma que as distorções inseridas pelo amplificador de potência não linear (NLPA) sejam anuladas [11, 12, 13, 14, 15, 16]. Já as técnicas de cancelamento de distorções buscam estimar e cancelar as distorções não lineares no receptor [3, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23]. Uma vantagem desta abordagem é que a técnica poderá levar em consideração outras interferências não lineares do canal, enquanto as técnicas de pré-distorção agem sem

levar em consideração as interferências inseridas pelo canal [17], [24]. Outra vantagem do cancelamento de distorção no receptor é que, no enlace reverso, a complexidade fica concentrada na estação base. Um outro fator importante a ser mencionado neste estudo é que técnicas iterativas apresentam maior estabilidade do que métodos não iterativos no contexto de cancelamento de interferência [19].

Por outro lado, os sistemas de comunicação cooperativa ocupam lugar de destaque como uma tecnologia promissora para o futuro das telecomunicações. Esta técnica utiliza os nós da rede mais próximos como repetidores (*relays*) que cooperam com o transmissor e receptor para proporcionar diversidade espacial ao sistema. Os ganhos alcançados por meio dessa estratégia são semelhantes aos dos sistemas de múltiplas antenas convencionais, no entanto, com custo e complexidade menores. Para isso os *relays* utilizam algum tipo de protocolo de cooperação, dentre os quais destacamos o protocolo Amplifica e Encaminha (*Amplify-and-Forward* - AF) e o protocolo Decodifica e Encaminha (*Decode-and-Forward* - DF) [1, 24, 25, 26]. Utilizaremos o protocolo AF nesta dissertação, visto que apresenta bom desempenho e baixa complexidade de implementação.

## 1.2 Revisão de Literatura

Como apresentado na Seção 1.1, as técnicas OFDM e comunicação cooperativa são promissoras para o futuro dos sistemas de comunicação sem fio. O uso em conjunto destas duas técnicas permite aos sistemas ganhos expressivos de desempenho nos processos de transmissão e recepção de dados. Porém, o uso de amplificadores de potências para obtenção de maior área de cobertura pode introduzir distorções não lineares que por sua vez podem causar falhas na recepção do sinal. Nesta seção serão apresentados alguns algoritmos propostos capazes de corrigir iterativamente distorções não lineares em diversas configurações de sistemas.

Podemos encontrar aplicações de algoritmos iterativos para o cancelamento de interferências em [20] e [27], que consideram o impacto não linear sobre os dados pilotos durante a estimação do canal, de forma a melhorar o desempenho do cancelamento das interferências não lineares. Em [22] é proposta uma técnica para Correção Iterativa com Detecção *Hard* (CIDH). Esta técnica estima e cancela a distorção causada por *clipping* (ceifamento). O ruído é gerado por um processo conhecido e que pode ser estimado no receptor e na sequência removido. Em [2] os autores aplicam a técnica CIDH em sistemas com Múltiplo Acesso por Divisão em Frequências Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access* - OFDMA), em que o receptor deverá realizar uma detecção multiusuário para estimar e cancelar as distorções provenientes do PA. Já em [28], o autor mostra um comparativo da aplicação de um receptor iterativo que realiza o cancelamento de distorção não linear nos seguintes esquemas de transmissão, Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo (*Time Division Multiple Access* - TDMA), Múltiplo Acesso

por Divisão em Frequência de Portadora Única (*Single-Carrier Frequency Division Multiple Access* - SC-FDMA) e OFDMA. Em [21] são avaliados e comparados dois métodos de cancelamento de distorções não lineares, o método de extensão ativa da constelação, aplicado no transmissor, e o receptor iterativo com CIDH.

Em [29] o autor propõe uma técnica para estimar iterativamente a resposta ao impulso do canal e reduz as fontes de ruído em duas etapas, pré- e pós-processamento do ruído. No estudo, a atenuação do ruído pós-processado envolve a reconstrução iterativa do ruído impulsivo residual, que é subtraído do sinal recebido. Em [18], é proposta uma técnica para o cancelamento de distorções não lineares baseada no modelo de Volterra para o PA em Rádio Cognitivo OFDM baseado no *uplink*. Em [23], foi aplicado um método iterativo para o cancelamento de distorção não linear no receptor para um sistema de Rádio Cognitivo com canal com desvanecimento plano usando o método de detecção de energia. Em [30], os autores propõem um esquema de cancelamento iterativo para interferência de canal adjacente (*Adjacent Channel Interference* - ACI) causada por PA não linear em um sistema de ondas milimétricas (*millimeter wave* - mmW) por meio de análise de regressão polinomial dos símbolos piloto e do sinal modulado recuperado no receptor para aumentar a precisão da estimativa nas regiões de nível de sinal mais elevado.

Em [31], os autores propõem um método iterativo de detecção multiusuário com cancelamento de interferência para sistemas OFDM com múltiplas entradas e múltiplas saídas (*Multiple-Input and Multiple-Output* - MIMO). Na primeira iteração, é utilizado um analisador de canal e um seletor, o que garante que não sejam utilizados canais não convergentes. Em seguida, é aplicada a recepção RAKE de baixa complexidade, e uma abordagem baseada em cancelamento de interferência sucessiva (*Successive Interference Cancellation* - SIC) é usada de modo que o usuário mais forte seja decodificado primeiro. Em cada iteração, a saída é realimentada para cancelar a interferência entre usuários usando o cancelamento de interferência paralelo (*Parallel Interference Cancellation* - PIC). Em [32] um novo método de detecção multiusuário de cancelamento de interferência iterativa (*Iterative Interference Cancellation* - IIC) é proposto para sistemas MIMO-OFDM. Um analisador de canal é usado para detectar os canais para os quais o detector IIC não converge. Para isso, os autores propõem dois métodos adaptativos para permitir a detecção. O primeiro método, consiste em usar uma taxa de código mais baixa para canais não convergentes. O segundo é dividir os transmissores em vários grupos que transmitem em *slots* separados.

Em [33], é proposto um algoritmo iterativo baseado em pré-codificação *Zero Forcing* (ZF) para cancelar as distorções não lineares em um sistema SDMA (*Spatial Division Multiple Access*) OFDM. Os resultados obtidos em [33] mostraram uma Taxa de Erro de Símbolos (SER - *Symbol Error Rate*) muito mais baixa e uma eficiência de energia muito maior do que o ZF-SDMA.

Em [34], os autores apresentam um receptor iterativo para o cancelamento

de distorções não lineares introduzidas pelos PAs dos transmissores em sistemas MIMO-OFDM codificado por bloco de espaço-frequência (*Space-Frequency Block Coded* - SFBC). Este método utiliza uma estimativa dos símbolos para reduzir a distorção iterativamente. Foi demonstrado que o método proposto é capaz de alcançar uma melhoria significativa no desempenho em cenários com PAs não-lineares. Além disso, o algoritmo proposto apresenta resultados em termo da taxa de erro de bit (BER) menor após a primeira iteração. Já [35] apresenta um novo método iterativo para o cancelamento de distorções não lineares no receptor em sistemas MIMO-OFDM com SFBC. A abordagem proposta baseia-se na aplicação do teorema de Bussgang [36] e consiste em estimar iterativamente e cancelar as distorções não lineares causadas pelo uso de PAs no transmissor. Já em [37], os autores incorporaram uma estratégia de estimação de canal à técnica de cancelamento de distorções não lineares.

Em [38], foi proposta uma nova abordagem para cancelar os efeitos causados pela não-linearidades introduzidas pelo uso de PAs nos transmissores dos sistemas OFDM com múltiplas antenas. A correção para as não linearidades dos diferentes ramos do transmissor é aplicada no receptor, não havendo a necessidade de *hardware* adicional. Já em [39], um sistema adaptativo MIMO-OFDM com Alamouti ST (*Space-Time*) é proposto em conjunto com o cancelamento iterativo de distorções não lineares. Em [40], é demonstrado que o processo iterativo de estimação e cancelamento de distorções não lineares é mais vantajoso que o processo de estimação e cancelamento de distorção do ruído de corte, pois se o receptor apenas estimar e cancelar o ruído corte, o sinal ainda será influenciado pela atenuação causada pelo corte do sinal.

Para sistemas cooperativos OFDM com *relay* AF, [3] propõe uma técnica de cancelamento das distorções NLs impostas pelo uso de PA apenas no *relay*. Esta abordagem utiliza um combinador por máxima razão (*Maximal Ratio Combining* - MRC) que considera os efeitos das distorções do PA do *relay*.

### 1.3 Motivação e Objetivos

Nos últimos anos as comunicações sem fio vêm apresentando constante crescimento, conforme mencionado nas seções anteriores, mostrando-se um campo emergente para desenvolvimento de novas pesquisas. O crescimento da utilização de serviços através da internet e telefonia móvel são grandes impulsionadores da área. Os usuários destes serviços buscam sempre tecnologias que atendam suas necessidades como: altas taxas de dados e mobilidade em ambientes sem fio. Porém, há um fator bastante agravante em redes sem fio, que é o espectro eletromagnético limitado.

A integração de diferentes tecnologias apresenta-se como uma forte vertente para os sistemas de comunicação sem fio das próximas gerações. O desafio de otimizar os recursos existentes e aumentar a qualidade dos serviços dão origem a sistemas híbridos.

Tabela 1 – Estudos que analisaram o desempenho de técnicas de cancelamento de distorções NLs em vários cenários.

Referência	Tipo de Sistema	Uso NLPA	Cooperativo?
[2, 28]	OFDMA	Fonte	Não
[18], [20]-[23], [27], [29, 30, 40]	OFDM	Fonte	Não
[3]	OFDM	<i>Relay</i>	Sim
[31, 32, 38, 39]	MIMO-OFDM	Fonte	Não
[33], [37]	MIMO SDMA-OFDM	Fonte	Não
[34, 35]	MIMO SFBC-OFDM	Fonte	Não

Fonte: Elaborada pelo autor.

Considerando estes aspectos, esta pesquisa integra duas grandes estratégias, a OFDM e a comunicação cooperativa, para potencializar o desempenho dos sistemas e aumentar a qualidade dos serviços. No entanto, uma importante característica dos sistemas OFDM, a que devemos dar atenção especial, é a sensibilidade aos PAs não lineares, conforme mencionado anteriormente.

Atualmente, há diversas pesquisas acerca de técnicas iterativas para o cancelamento de distorções não lineares, como podemos perceber na Seção 1.2. É notável a atenção dada ao tema, visto que os sistemas que possuem esta estratégia apresentam melhor desempenho que sistemas convencionais, como podemos observar na Tabela 1, que mostra algumas pesquisas desenvolvidas em diversos cenários, considerando o tipo de sistema onde se aplica a técnica, utilização de amplificadores de potência não lineares e uso de protocolos cooperativos. No entanto, até onde vai o conhecimento do autor, não existem técnicas iterativas que efetuam o cancelamento simultâneo no receptor de distorções não lineares provenientes do uso de PAs na fonte e no *relay* aplicadas em sistemas cooperativos AF OFDM.

Diante da contextualização apresentada sobre o tema, esta dissertação tem como objetivo geral apresentar algoritmos iterativos para o cancelamento de distorções NLs no receptor em sistemas OFDM cooperativos AF com amplificadores de potência na fonte e no *relay*. Os objetivos específicos desta dissertação são descritos abaixo:

- Propor uma técnica iterativa para o cancelamento de distorções não lineares no receptor em sistemas OFDM cooperativos AF, considerando apenas o canal Fonte-Relay-Destino. Esta técnica será capaz de estimar e cancelar as distorções NLs causadas pelo uso de PAs na fonte e no *relay*.
- Desenvolver um algoritmo capaz de estimar e cancelar distorções NLs no receptor considerando o canal não cooperativo Fonte-Destino e o canal cooperativo Fonte-Relay-Destino em sistemas OFDM cooperativos AF com NLPA na fonte e no *relay*.
- Analisar o desempenho das técnicas propostas em termos da taxa de erro de símbolos (*Symbol Error Rate* - SER) com o objetivo de mensurar os ganhos de cada algoritmo proposto. Para isso, simulações numéricas serão utilizadas para avaliar cada cenário apresentado.

## 1.4 Produção Científica

Esta dissertação de mestrado produziu a seguinte contribuição:

- Artigo Publicado: **ANJOS, F. C.**; FERNANDES, C. A. R., “*Cancelamento de Distorções Não Lineares em Sistemas OFDM Cooperativos AF*”, XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT) e Processamento de Sinais, São Pedro - SP, 03 a 06 de setembro, 2017.

## 1.5 Estrutura da Dissertação

O restante dessa dissertação está estruturado da seguinte forma:

**Capítulo 2** - Neste capítulo, a fundamentação teórica será apresentada por meio da explanação dos principais conceitos que serão utilizados nesta dissertação. Inicialmente, apresentaremos o processo de transmissão e recepção dos sistemas OFDM, a problemática da alta PAPR e sua relação com amplificadores de potência. Por fim, serão caracterizados os sistemas de comunicação cooperativa.

**Capítulo 3** - Neste capítulo, é apresentado o modelo de sistema OFDM cooperativo AF considerando apenas o percurso Fonte-*Relay*-Destino (SRD). Para isso consideramos o enlace direto como inexistente. Na Seção 3.3, apresenta-se a versão da técnica de correção iterativa com detecção *hard* (CIDH), apresentada em [22], para sistemas OFDM cooperativos AF para o cancelamento de distorções não lineares provenientes apenas do *relay*. Na seção seguinte, a técnica CIDH é estendida para o caso em que as distorções não lineares provem da fonte e do *relay*. Esta técnica proposta é denominada Duplo-CIDH. Ao final deste capítulo serão apresentados os resultados numéricos a fim de validar a técnica proposta.

**Capítulo 4** - Neste capítulo, será proposto um receptor considerando o canal entre a fonte e o destino (SD) e o canal Fonte-*Relay*-Destino (SRD) para a exploração da diversidade cooperativa. Será incluído na análise o método de combinação por máxima razão (MRC) nos sinais recebidos. O receptor executará este processo de combinação, bem como uma etapa de pré-branqueamento do ruído. Os resultados da técnica Duplo-CIDH neste novo cenário serão mostrados ao final do capítulo.

**Capítulo 5** - Neste capítulo, serão apresentadas as conclusões desta dissertação e algumas linhas de pesquisas serão apresentadas para trabalhos futuros.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 Introdução

Como podemos observar na Seção 1.2, várias pesquisas são voltadas para a busca de estratégias inovadoras que permitam o desenvolvimento de novos sistemas de comunicação sem fio. Tecnologias robustas e eficazes são desenvolvidas e aprimoradas para atender a demanda crescente de serviços oferecidos. Neste capítulo, faremos a fundamentação teórica das técnicas utilizadas pelo sistema de comunicação considerado neste trabalho, bem como suas principais características. A primeira será a técnica OFDM, que se destaca como tecnologia capaz de oferecer altas taxas de transmissão de dados e robustez a canais seletivos em frequência. A segunda vertente bastante promissora é a exploração da diversidade espacial por meio da cooperação entre os nós da rede.

Na próxima seção iremos abordar os conceitos e definições dos sistemas OFDM e apresentar suas vantagens e desvantagens. Na Seção 2.3 falaremos de uma das principais desvantagens deste sistema, que são as altas PAPRs. Em seguida, na Seção 2.4 apresentaremos alguns modelos de PAs. A Seção 2.5 abordará as principais características dos sistemas de comunicação cooperativa e os protocolos de cooperação. As conclusões deste capítulo serão mostradas na Seção 2.6.

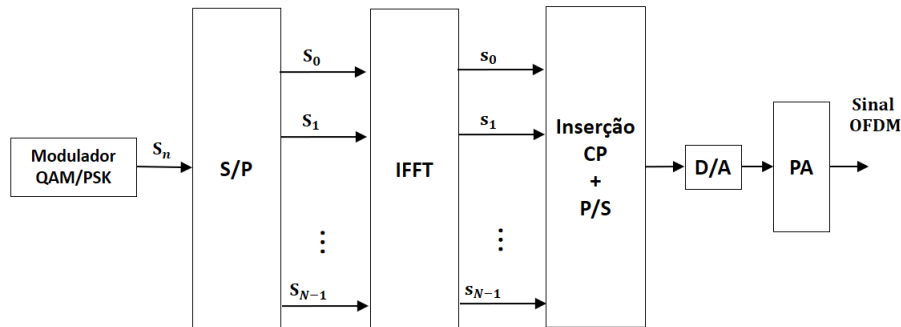
### 2.2 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

A OFDM é uma técnica de transmissão multiportadora que consiste em dividir o sinal de banda larga em diversos sinais em banda menor e transmiti-los através de  $N$  subportadoras em frequências ortogonais. Desta forma o canal possuirá novas características que o tornam não seletivo em frequência. Esta estratégia é utilizada quando o canal é seletivo em frequência, ou seja, quando a largura de banda do sinal é maior que a largura da banda de coerência do canal. A OFDM opera de forma eficaz em ambientes com múltiplos percursos, com boa eficiência espectral e baixa complexidade de implementação e equalização. Diversos sistemas de comunicação atuais fazem uso dessa técnica para realizar a transmissão de dados, garantindo, dessa forma, altas taxas de transmissão e menor sensibilidade a desvanecimentos, tais como as redes 4G, LTE e IEEE 802.11, entre outras [3, 25, 41, 42, 43, 44].

O processo de transmissão OFDM inicia-se com a conversão dos dados de entrada para  $N$  sequências de dados em paralelo, em que  $N$  é o número de subportadoras. Em seguida, é calculada a Transformada Inversa Rápida de Fourier (*Inverse Fast Fourier Transform* - IFFT) destes sinais em banda de base. Então, o sinal OFDM pode ser representado por [1, 25, 45, 46, 47, 48, 49]:



Figura 1 – Diagrama de blocos de um transmissor OFDM.



Fonte: Elaborada pelo autor.

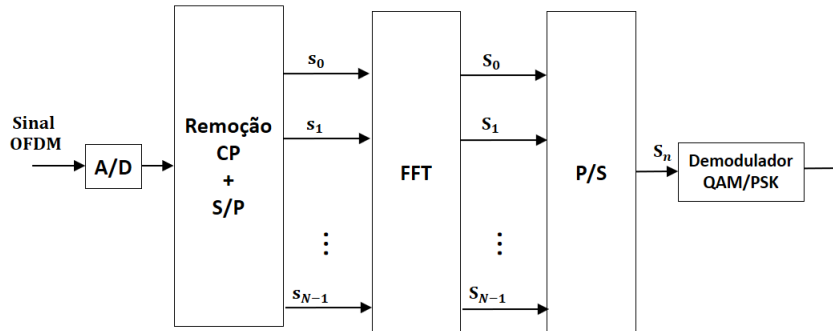
$$s_{n'} = IFFT \{S_n\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j \frac{2\pi n}{N} n'}, \quad (1)$$

para  $0 \leq n, n' \leq N - 1$ , em que  $n$  é o índice da subportadora (frequência discreta),  $n'$  representa o tempo discreto,  $s_{n'}$  é o sinal de dados modulado e expresso no domínio do tempo,  $S_n$  é o sinal no domínio da frequência. Para toda esta dissertação convencionamos a seguinte notação: a variável em maiúsculo (sem negrito) significa a sua representação no domínio da frequência e uma variável em minúsculo (sem negrito) significa sua representação no domínio do tempo. Em seguida, é acrescentado um prefixo cíclico (*Cyclic Prefix* - CP), que garante a ortogonalidade do símbolo OFDM. De forma simplificada, uma parte do final do símbolo OFDM é inserida no início do mesmo. Este processo garantirá que não haja interferência intersimbólica ao final do processo, desde que o tamanho do prefixo cíclico seja maior que o número de coeficientes do canal menos uma unidade. Logo após, o sinal passa pelo conversor paralelo para serial (P/S). Então, o sinal em banda base será submetido ao processo de conversão digital para analógico (D/A) e, na sequência, será amplificado e transmitido. A Figura 1 mostra de forma simplificada o processo de transmissão OFDM.

No processo de recepção, ilustrado na Figura 2 de forma simplificada, o sinal recebido será submetido ao processamento inverso do transmissor OFDM, que consiste em converter o sinal de analógico para digital (A/D). Na sequência, é removido o prefixo cíclico e há a conversão de serial para paralelo (S/P). Na próxima etapa, o sinal será passado pela Transformada de Fourier Rápida (*Fast Fourier Transform* - FFT) para recuperação dos dados transmitidos. Em seguida, é realizada a conversão paralelo para serial, equalização de um coeficiente dos dados através da divisão pelo coeficiente do canal e, por fim, a demodulação.

A técnica OFDM apresenta inúmeras vantagens que a torna uma importante estratégia para as próximas gerações de sistemas de comunicação. Sua estrutura per-

Figura 2 – Diagrama de blocos de um receptor OFDM.



Fonte: Elaborada pelo autor.

mite a superposição de uma sequência de sinais em frequências ortogonais, não havendo, portanto, interferência entre eles e dispensando o uso de banda de guarda, promovendo a otimização do espectro eletromagnético. Além disso, fornece altas taxas de transmissão de dados, robustez à interferência entre símbolos (ISI), robustez à interferência entre subportadoras (ICI), baixa complexidade e, conseqüentemente, baixo custo de implementação. Porém, a OFDM apresenta algumas desvantagens, uma das mais importante a ser mencionada é a alta PAPR, que será tratada em mais detalhes na próxima seção. Outras desvantagens são sensibilidade a desvio de frequência e alta emissão fora de faixa.

### 2.3 Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)

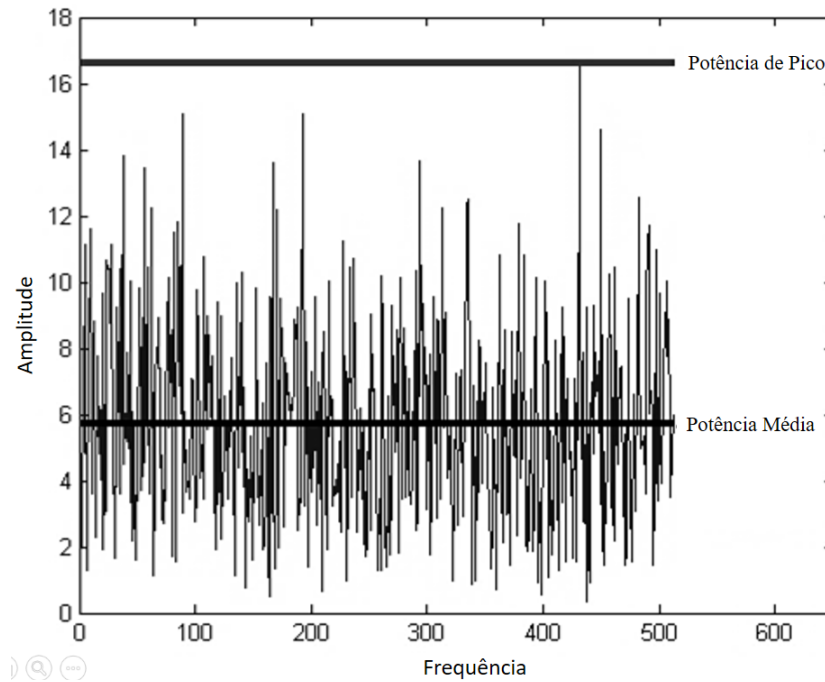
Uma grande desvantagem apresentada pelo sistema OFDM é a alta PAPR, que é uma medida da flutuação da envoltória do sinal. Esta flutuação pode atingir a região não linear do PA, como será visto na próxima seção com mais detalhes, resultando em distorções que podem comprometer a detecção do sinal. O alto valor da PAPR ocorre quando os sinais transmitidos em subportadoras com modulação independente são adicionadas de forma coerente. Podemos observar o fenômeno da variação dos picos de amplitude de um sinal OFDM na Figura 3. Neste caso, a potência instantânea será muito maior que a potência média [50], [1]. Podemos representar a PAPR de um sinal discreto no tempo por [47, 51, 52]:

$$PAPR[s_{n'}] = \frac{\max_{(0 \leq n' \leq N-1)} |s_{n'}|^2}{E[|s_{n'}|^2]}, \quad (2)$$

em que  $E[.]$  representa a função esperança.

Para estudar o comportamento da PAPR máxima em relação ao número de subportadoras, iremos supor que  $S_n$  são i.i.d (independentes e identicamente distribuídos) e de média nula. Desenvolvendo os termos da PAPR máxima, teremos [4]:

Figura 3 – Razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR) de um sinal OFDM.



Fonte: Elaborada pelo autor.

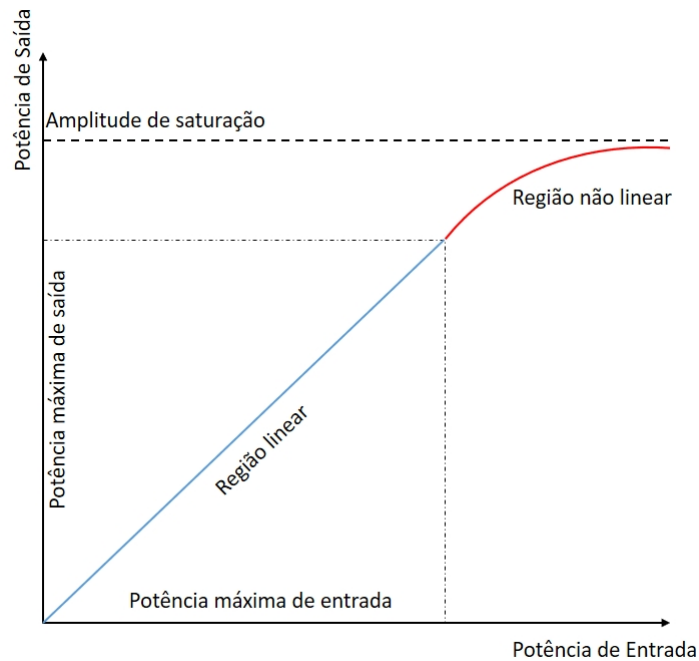
$$PAPR_{max}[s_{n'}] = \frac{\left| \frac{N S_{max}}{\sqrt{N}} \right|^2}{VAR[s_{n'}]} = \frac{N |S_{max}|^2}{VAR[s_{n'}]}, \quad (3)$$

em que  $VAR[.]$  representa a função variância e  $S_{max}$  é o símbolo da constelação de  $S_n$  com maior valor absoluto. Percebemos que o valor da PAPR máxima está diretamente relacionado ao aumento do número de subportadoras, ou seja, quanto maior o valor de  $N$ , mais alto será o valor máximo da PAPR.

## 2.4 Power Amplifier (PA)

Um processo de grande importância em comunicações móveis é a amplificação da potência do sinal antes de ser transmitido. Este processo possibilitará o aumento da área de cobertura do sinal, pois durante o percurso entre a fonte e o destino ele sofrerá perda de potência. Vale ressaltar que amplificadores não possuem uma função característica linear, como mostra o gráfico na Figura 4. Existem diversos modelos matemáticos para PAs na literatura [53, 54, 55, 56]. Nesta seção iremos apresentar alguns dos modelos mais utilizados na literatura.

Figura 4 – Função que caracteriza um amplificador de potência (PA).



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 2.4.1 Modelo de Saleh

Este modelo é utilizado para modelar amplificadores do tipo tubo de onda viajante (*Travelling Wave Tube* - TWT). O modelo de Saleh é caracterizado como quase sem memória e modelado pelas funções  $f(\cdot)$  e  $\Phi(\cdot)$  da seguinte forma [53]:

$$f(s_{n'}) = \frac{\alpha_1 |s_{n'}|}{1 + \beta_1 |s_{n'}|^2}, \quad (4)$$

$$\Phi(s_{n'}) = \frac{\alpha_2 |s_{n'}|^2}{1 + \beta_2 |s_{n'}|^2}, \quad (5)$$

em que  $f(\cdot)$  e  $\Phi(\cdot)$  representam, respectivamente, a amplitude e a fase de saída do PA,  $\alpha_1$ ,  $\beta_1$ ,  $\alpha_2$  e  $\beta_2$  são parâmetros definidos para o modelo.

#### 2.4.2 Modelo de Rapp

Este modelo sem memória é utilizado para representar amplificadores de estado sólido e desconsidera a distorção de fase. O modelo de Rapp pode ser expresso por [54]:

$$f(s_{n'}) = \frac{|s_{n'}|}{\left[1 + \left(\frac{|s_{n'}|}{A_{sat}}\right)^{2s}\right]^{\frac{1}{2s}}}, \quad (6)$$

em que  $f(\cdot)$  é a função que modela a amplitude de saída do PA,  $A_{sat}$  é a amplitude de saturação do amplificador e  $s$  é um parâmetro que determina a suavidade da transição entre o estado linear e estado de saturação. Quanto maior o valor de  $s$ , mais abrupta será a transição.

### 2.4.3 Modelo Polinomial

O modelo de amplificador sem memória polinomial é expresso em banda base por [55]:

$$f(s_{n'}) = \sum_{k=0}^K b_k s_{n'} |s_{n'}|^{2k}, \quad (7)$$

em que  $f(\cdot)$  representa a função que modela a saída do PA,  $b_k$  e  $K$  são os coeficientes e a ordem do modelo polinomial, respectivamente. Este modelo poderá resultar em dois tipos de amplificadores polinomiais de acordo com os valores de  $b_k$ . Se  $b_k$  forem complexos, (7) assumirá um modelo de amplificador polinomial quase sem memória [55]. Se  $b_k$  forem reais, (7) assumirá um modelo de amplificador polinomial estritamente sem memória. Outra característica importante deste modelo é que possui apenas potências ímpares pois os termos pares correspondem a sinais com espectros de frequência fora da banda do sinal [57].

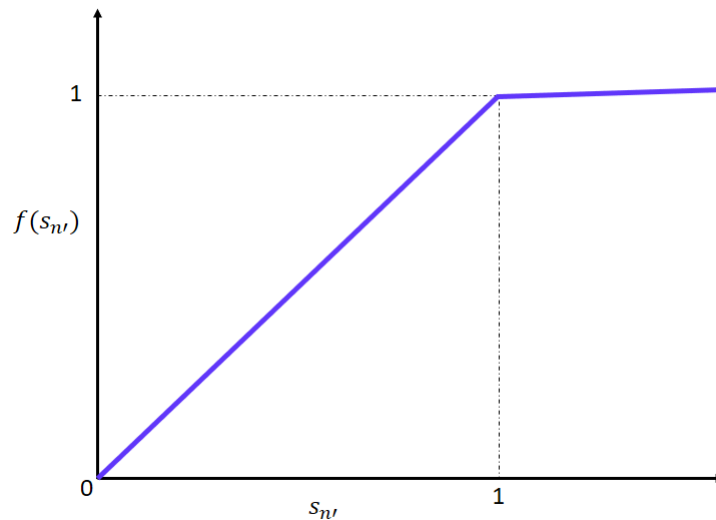
### 2.4.4 Modelo Soft-clipping

O modelo adotado para as simulações computacionais nesta dissertação é o modelo sem memória *Soft-clipping*. Seu funcionamento consiste em deixar passar as amplitudes abaixo de  $A_{sat}$  e ceifar as amplitudes acima de  $A_{sat}$ , deixando passar a fase do sinal de forma inalterada. Os critérios para a escolha deste modelo foram a simplicidade de implementação e sua grande aplicabilidade. Vale ressaltar que os desenvolvimentos teóricos e as técnicas propostas nesta dissertação são válidos para qualquer modelo de PA sem memória. O sinal amplificado pode ser representado por [58, 59, 60, 61, 62]:

$$f(s_{n'}) = \begin{cases} s_{n'}, & \text{se } |s_{n'}| \leq A_{sat} \\ A_{sat} e^{j(\angle s_{n'})}, & \text{se } |s_{n'}| > A_{sat} \end{cases}, \quad (8)$$

em que  $f(\cdot)$  é a função não linear que modela o PA sem memória, e  $\angle s_{n'}$  é a fase do sinal de entrada. A Figura 5 apresenta o gráfico da função de um PA não linear baseado no *Soft-clipping*.

Figura 5 – Gráfico da função de saída de um PA modelo *Soft-clipping* com  $A_{sat} = 1$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 2.4.5 Teorema de Bussgang

O Teorema de Bussgang foi apresentado em 1952 por meio da publicação de [36], onde é proposto um método para a modelagem de um sinal na saída de um dispositivo não linear quando a entrada é uma variável aleatória Gaussiana. Demonstrou-se que a saída de tal sistema pode ser expressa através da soma de duas componentes. A primeira delas é uma versão atenuada do sinal de entrada e a segunda é uma componente que representa uma distorção não linear descorrelacionada com o sinal de entrada. Em [59] e [63] os autores estendem este teorema para sinais em banda base, que correspondem a sinais complexos. Por meio da extensão do teorema proposto por Bussgang podemos representar o sinal de saída de um PA por:

$$f(s_{n'}) = ks_{n'} + d_{n'}, \quad (9)$$

em que  $d_{n'}$  é uma distorção não linear descorrelacionada com  $s_{n'}$  inserida pelo PA, e  $k$  é um coeficiente de atenuação associado ao PA. Há expressões fechadas para  $k$  e para a variância da distorção não linear  $d_{n'}$  para alguns modelos de PA. Para o modelo *Soft Clipping* utilizado nas simulações computacionais desta dissertação, temos a seguinte expressão para  $k$  [21, 22, 59, 64]:

$$k = 1 - e\left(-\frac{A_{sat}}{P_s}\right) + \frac{A_{sat}}{2} \sqrt{\frac{\pi}{P_s}} \operatorname{erfc}\left(\frac{A_{sat}}{\sqrt{P_s}}\right), \quad (10)$$

em que  $P_s$  é a potência de entrada do amplificador. A potência da distorção não linear  $d_{n'}$  pode ser expressa por [62], [64]:

$$\sigma_{d_n'}^2 = P_s \left( 1 - e^{\left(-\frac{A_{sat}^2}{P_s}\right)} - |k^2| \right). \quad (11)$$

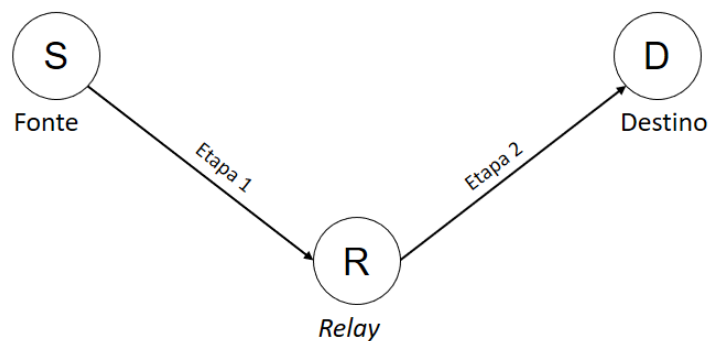
## 2.5 Sistemas de Comunicação Cooperativos

Esta seção aborda os conceitos fundamentais de sistemas de comunicação cooperativos, assim como suas vantagens e desvantagens. A Subseção 2.5.1 trará as principais características dos sistemas de comunicação cooperativos e será apresentado o modelo básico de sistema cooperativo sem diversidade cooperativa, que será utilizado no Capítulo 3. Além disso, apresentaremos o modelo simplificado de sistema cooperativo com uso de diversidade cooperativa que será aplicado no Capítulo 4. Por fim, nas Subseções 2.5.2 e 2.5.3 serão apresentados os protocolos de retransmissão cooperativos AF e DF, respectivamente.

### 2.5.1 *Sistemas Cooperativos*

Sistemas de comunicação cooperativos são um conjunto de técnicas onde os nós da rede se autoajudam nas transmissões com o objetivo de ampliar a área de cobertura e proporcionar diversidade espacial ao sistema [26, 65, 66, 67, 68, 69]. Nestes sistemas, a transmissão é realizada em duas etapas. Na primeira etapa, a transmissão ocorre entre a fonte e o *relay* (SR) e, possivelmente, entre a fonte e o Destino (SD). Na segunda etapa, o *relay* retransmite a informação recebida para nó destino (RD).

Figura 6 – Modelo básico de sistema de comunicação cooperativo sem diversidade cooperativa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 6 apresenta um modelo básico de sistema de comunicação cooperativo sem diversidade cooperativa. Neste modelo, o nó destino receberá o sinal transmitido por apenas um caminho, não havendo, portanto, ganho de diversidade cooperativa. Já a Figura 7 ilustra um modelo simplificado de sistema de comunicação cooperativo com

diversidade cooperativa, onde o destino receberá o sinal transmitido por mais de um caminho. Diversidade cooperativa é, portanto, um tipo de diversidade espacial distribuída que busca a cooperação entre os nós ativos da rede para melhorar o desempenho do sistema. Assim, os dispositivos envolvidos irão cooperar entre si nos processos de transmissão e retransmissão [70].

O modelo cooperativo apresenta inúmeras vantagens em relação ao modelo não cooperativo. Entre elas, podemos citar [65, 71]:

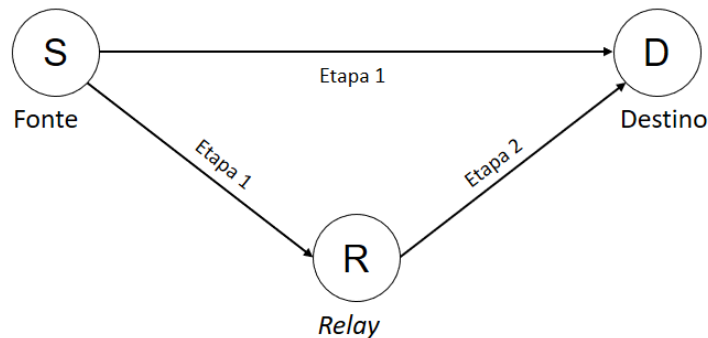
- **Ganho de desempenho:** Proporcionam ganhos de capacidade de transmissão por meio da exploração da diversidade espacial. Outro ponto importante é que a proximidade entre os nós da rede diminui a perda de caminho do sinal transmitido tornando possível a redução da potência de transmissão.
- **Qualidade de serviço:** O grande desafio dos sistemas não cooperativos é conseguir fornecer uma boa qualidade de serviço (*Quality of Service* - QoS) aos usuários localizados nas bordas das células ou em regiões sombreadas. Em sistemas cooperativos, o processo de retransmissão contribui para o fornecimento de uma QoS mais uniforme para todos os usuários.
- **Ampliação da área de cobertura:** Estes sistemas conseguem uma maior área de cobertura através de seus nós retransmissores.
- **Redução de custos:** Não apresentam grandes custos adicionais de infraestrutura para exploração da diversidade espacial, visto que não há necessidade de múltiplas antenas em um mesmo nó para esta finalidade. Isto significa um baixo custo para manter um nível de QoS aceitável para todos os usuários em relação aos sistemas não cooperativos. A possibilidade de utilizar a infraestrutura existente para implantação de um sistema cooperativo considerando os usuários como retransmissores viabiliza o cenário com baixo custo. Por outro lado, se houver necessidade de implementação de pequenas estações remotas o custo é bastante pequeno em relação a instalação de novas estações rádio base (ERBs).

Podemos elencar algumas desvantagens dos sistemas cooperativos [65, 71]:

- **Aumento de complexidade:** O aumento no número de usuários em um sistema cooperativo poderá acarretar o aumento de sua complexidade, visto que haverá aumento no fluxo de transmissão e retransmissão de dados, roteamento e escalonamento.
- **Sobrecarga do sistema:** Estes sistemas estão sujeitos a sobrecarga devido ao fato de que para manter o nível de confiabilidade de segurança e privacidade são necessários protocolos de segurança extras que, em conjunto com os protocolos de retransmissão, acarretarão uma maior sobrecarga ao sistema. Outro processo que aumenta a sobrecarga do sistema é o processo de seleção de *relay*, que garante a melhor transmissão ao passo que assegura uma menor taxa de erros.
- **Interferência celular:** Um fator bastante importante a ser controlado é a potência



Figura 7 – Modelo simplificado de sistema de comunicação cooperativo com diversidade cooperativa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

de transmissão dos *relays* para que não gerem interferências celulares fora dos padrões aceitáveis.

- **Latência fim-a-fim:** O uso de *relays* aumenta o tempo entre a transmissão e recepção do sinal realizado em duas etapas.
- **Estimação de canal:** O número de *relays* aumenta substancialmente a quantidade de coeficientes de canais a serem estimados e, conseqüentemente, o número de símbolos pilotos utilizados no processo de estimação.

Na etapa de retransmissão, os *relays* utilizam algum tipo de protocolo de cooperação, dentre eles, destacamos os protocolos AF e DF. Nas Subseções seguintes abordaremos com maiores detalhes estes dois protocolos. Nesta dissertação adotaremos o protocolo AF, pois apresenta baixa complexidade de implementação e bom desempenho.

### 2.5.2 Amplify-and-Forward (AF)

O funcionamento do protocolo AF consiste em aplicar um ganho  $G$  ao sinal recebido pelo *relay* e retransmiti-lo ao destino de forma amplificada. O ganho aplicado ao sinal poderá ser obtido de duas formas. A primeira forma é quando não há conhecimento do canal. Nesse caso é definido um valor baseado no valor médio do canal SR e dizemos que o *relay* é do tipo AF com ganho fixo. Na segunda maneira, o ganho é definido em função dos valores instantâneos dos coeficientes do canal SR. Neste caso, o *relay* é do tipo AF com ganho variável [4], [25]. Podemos expressar o protocolo AF com ganho fixo da seguinte forma [25]:

$$G_n = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{\sigma_{H_n^{SR}}^2 P_s + \sigma_W^2}}, \quad (12)$$

em que  $H_n^{SR}$  é a resposta em frequência do canal SR,  $\sigma_{H_n^{SR}}^2 = E[|H_n^{SR}|^2]$ ,  $\sigma_W^2$  é a variância do ruído,  $P_s$  e  $P_r$  representam a potência da fonte e a potência do *relay*, nesta ordem.

O protocolo AF com ganho variável será expresso por [25]:

$$G_n = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{|H_n^{SR}|^2 P_s + \sigma_W^2}}. \quad (13)$$

A desvantagem deste protocolo é que além de amplificar o sinal recebido ele amplificará também o ruído. Portanto, para altos níveis de ruídos recebidos, este método amplificará ainda mais o ruído, para na sequência retransmiti-lo para o destino. No entanto, sua baixa complexidade de implementação o torna atrativo [25], [72]. O protocolo AF será utilizado nesta pesquisa, visto que possui simplicidade de implementação e bom desempenho.

### 2.5.3 Decode-and-Forward Fixo (FDF)

O protocolo DF Fixo consiste em decodificar, recodificar e retransmitir o sinal para o nó destino. Podemos expressar o sinal transmitido pelo *relay* por  $\sqrt{P_r}\hat{S}_n$ , onde  $\hat{S}_n$  é uma estimativa do sinal transmitido  $S_n$ . Este protocolo apresenta como principal vantagem em relação ao AF a não-propagação dos efeitos do ruído no sinal retransmitido [72]. Uma desvantagem desta abordagem é que o *relay* fará a decodificação do símbolo recebido, que pode ser estimado e retransmitido com algum erro, comprometendo a detecção no destino final. Uma solução para mitigar este tipo de problema é o uso de códigos corretores de erro na transmissão do sinal, impactando na taxa de transmissão. Outra desvantagem apresentada por este protocolo é a maior complexidade de implementação quando comparado como o AF [25, 72, 73].

### 2.5.4 Decode-and-Forward Seletivo (SDF)

A propagação de erros é apontado como uma das principais desvantagens da abordagem com FDF, conforme mencionado na subseção anterior. O protocolo SDF surge como solução para este problema por meio de um processo decisório baseado em um limiar de SNR. Portanto, se a SNR do sinal recebido pelo *relay* estiver abaixo do limiar pré-definido, o *relay* não executará o processo de retransmissão. Caso a SNR esteja igual ou maior que o limiar pré-definido, o *relay* fará a decodificação, recodificação e retransmissão do sinal. Esta abordagem apresenta uma importante vantagem, pois reduz a probabilidade de transmitir informações incorretas a partir da exclusão de sinais com baixas SNRs, diminuindo a probabilidades de erro no receptor. Este protocolo apresenta uma maior complexidade de implementação em relação ao protocolo AF.

## 2.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o embasamento teórico deste trabalho. Inicialmente foram apresentados os conceitos fundamentais sobre modulação multiportadora OFDM e suas vantagens e desvantagens. Foi apresentada uma das principais características deste tipo de sistema, que são as altas PAPRs. Mostramos alguns dos principais modelos de amplificadores de potência. Na sequência, foram abordadas as principais características dos sistemas de comunicação cooperativos e dos protocolos de cooperação mais utilizados na literatura.

### 3 CANCELAMENTO DE DISTORÇÕES NÃO LINEARES EM SISTEMAS OFDM COOPERATIVOS AF

#### 3.1 Introdução

Neste capítulo, será proposta uma técnica iterativa para o cancelamento de distorções não lineares em sistemas OFDM cooperativos AF. Esta técnica estima e cancela as distorções não lineares causadas pelo uso de amplificadores de potências na fonte e no *relay*. Para isso, na Seção 3.2 apresentaremos o modelo de sistema utilizado neste capítulo. Um algoritmo para correção iterativa com detecção *hard* (CIDH) em sistema cooperativo AF, considerando apenas distorções NLs provenientes do *relay* (R), será apresentado na Seção 3.3. Na Seção 3.4, estendemos o cancelamento de distorções NLs para o caso de um sistema OFDM cooperativo AF com PAs NLs tanto na fonte quanto no *relay*. Ou seja, nós aplicamos a técnica de correção iterativa com detecção *hard* (CIDH) para o cancelamento de distorções NLs causadas pelo uso de PAs na fonte e no *relay*. Esta técnica será denominada Duplo-CIDH. O receptor estimará as distorções NLs da fonte e estas estimativas o auxiliarão na detecção e cancelamento das distorções NLs do *relay*. Ambos algoritmos supõem que o receptor possui conhecimento de todos os canais e das constantes dos PAs. Para avaliar o desempenho da técnica proposta são apresentados resultados de simulações na Seção 3.5.

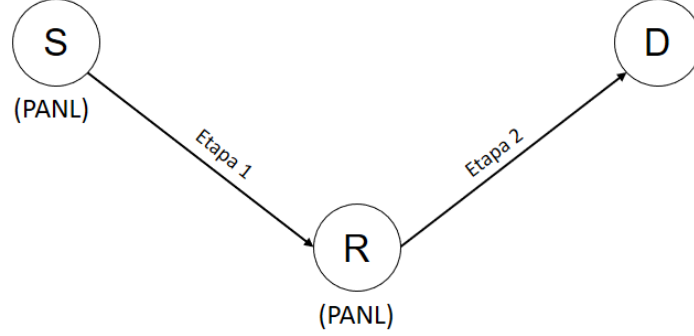
#### 3.2 Modelo de Sistema

Consideramos um sistema cooperativo OFDM composto por uma fonte transmissora (S), um *relay* (R) com protocolo AF e um destino (D). A transmissão ocorre em dois *slots* de tempos ortogonais, onde no primeiro *slot* de tempo a transmissão ocorre entre a fonte e o *relay* (SR) e no segundo *slot* a transmissão é feita entre o *relay* e o destino (RD). Todos esses dispositivos são equipados com uma antena omnidirecional e são *half-duplex*. Assumimos que a fonte e o *relay* possuem amplificadores de potência não lineares, como mostra a Figura 8 [74]. Consideremos apenas a transmissão envolvendo o enlace Fonte-Relay-Destino (SRD), supondo que o enlace direto Fonte-Destino (SD) não possui qualidade aceitável. Assumimos que os canais possuem desvanecimento seletivo em frequência e são corrompidos por ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) de média nula e variância  $\sigma_W^2$ .

Na fonte, os sinais são modulados por amplitude em quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation* - QAM) ou pela modulação por chaveamento de fase (*Phase Shift Keying* - PSK). Depois disso, aplica-se IFFT, adiciona-se o prefixo cíclico (*Cyclic Prefix* - CP) para gerar os símbolos OFDM e, por fim, o sinal passará por um PA não linear sem memória.

Assumiremos que os dados transmitidos são i.i.d. e, para um alto número de

Figura 8 – Modelo de sistema de comunicação cooperativa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

subportadoras, o sinal no domínio do tempo pode ser considerado uma variável aleatória Gaussiana complexa [23], [33]. Portanto, podemos expressar, por meio da extensão do Teorema de Bussgang [36], a saída do PA do transmissor no domínio do tempo, como [3, 18, 23, 33, 59]:

$$u_{n'}^S = f^S(s_{n'}) = k^S s_{n'} + d_{n'}^S, \quad (14)$$

em que  $1 \leq n' \leq N$ ,  $s_{n'}$  é o sinal contendo a informação no domínio do tempo,  $u_{n'}^S$  é o sinal de saída do PA não linear,  $f^S(\cdot)$  é a função sem memória que modela o PA da fonte (S),  $d_{n'}^S$  é uma distorção não linear decorrelacionada com  $s_{n'}$  inserida pelo PA da fonte e  $k^S$  é um coeficiente associado ao PA. Existem expressões analíticas para  $k^S$  e para a variância da distorção não linear  $\sigma_{d_{n'}^S}^2$ , para alguns modelos de PA, conforme apresenta (10) e (11), respectivamente [21, 22, 59, 64].

Reescrevendo (14) no domínio da frequência, teremos:

$$U_n^S = k^S S_n + D_n^S, \quad (15)$$

em que  $n$  é o índice da subportadora,  $U_n^S$ ,  $S_n$  e  $D_n^S$  representam, respectivamente, as DFT's de  $u_{n'}^S$ ,  $s_{n'}$  e  $d_{n'}^S$  para  $1 \leq n \leq N$ .

O sinal recebido do enlace Fonte-Relay, no domínio da frequência, pode ser representado por:

$$Y_n^{SR} = H_n^{SR} U_n^S + W_n^{SR}, \quad (16)$$

em que  $H_n^{SR}$  e  $W_n^{SR}$  representam, respectivamente, a resposta em frequência do canal SR e o ruído AWGN.

O relay adiciona um ganho  $G_n$  a cada subportadora do sinal recebido através do link SR no domínio da frequência, sendo o sinal na entrada do PA do relay no domínio da frequência dado por:

$$\begin{aligned}
Z_n^R &= G_n Y_n^{SR}, \\
&= G_n [U_n^{SR} H_n^{SR} + W_n^{SR}], \\
&= G_n H_n^{SR} k^S S_n + G_n H_n^{SR} D_n^S + G_n W_n^{SR}.
\end{aligned} \tag{17}$$

Neste trabalho, será utilizado um ganho variável para o *relay*, dado por [25]:

$$G_n = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{|H_n^{SR}|^2 P_s + \sigma_W^2}}, \tag{18}$$

em que  $P_s$  é a potência do sinal da fonte e  $P_r$  é a potência do sinal do *relay*.

No segundo *slot* de transmissão, consideremos que o *relay* está equipado com NLPA e que, para altos valores de  $N$ , o sinal transmitido pelo *relay* pode ser considerado uma variável aleatória Gaussiana complexa [75]. Podemos expressar, por meio da extensão do Teorema de Bussgang [36], o sinal de saída do PA do *relay*, no domínio do tempo, tal como em (14) [3, 18, 23, 33, 59]:

$$u_{n'}^R = f^R(z_{n'}^R) = k^R z_{n'}^R + d_{n'}^R, \tag{19}$$

em que  $1 \leq n' \leq N$ ,  $z_{n'}^R$  é o sinal na entrada do PA do *relay* no domínio do tempo,  $u_{n'}^R$  é o sinal de saída do PA não linear,  $f^R(\cdot)$  é a função sem memória que modela o PA do *relay* (R),  $d_{n'}^R$  é uma distorção não linear decorrelacionada com  $z_{n'}^R$  inserida pelo PA do *relay* e  $k^R$  é um coeficiente associado ao PA [21, 22, 59, 64].

Expressando (19) no domínio da frequência, teremos:

$$U_n^R = k^R Z_n^R + D_n^R, \tag{20}$$

em que  $n$  é o índice da subportadora,  $U_n^R$ ,  $Z_n^R$  e  $D_n^R$  representam, respectivamente, as DFT's de  $u_{n'}^R$ ,  $z_{n'}^R$  e  $d_{n'}^R$  para  $1 \leq n \leq N$ .

Substituindo (17) em (20), podemos reescrever:

$$U_n^R = k^R G_n H_n^{SR} k^S S_n + k^R G_n H_n^{SR} D_n^S + k^R G_n W_n^{SR} + D_n^R, \tag{21}$$

O sinal recebido do *link* RD, no domínio da frequência, pode ser representado por:

$$Y_n^{RD} = H_n^{RD} U_n^R + W_n^{RD}, \tag{22}$$

em que  $H_n^{RD}$  e  $W_n^{RD}$  representam, respectivamente, a resposta em frequência do canal RD e o ruído AWGN. De modo análogo, substituindo (21) em (22):

$$Y_n^{RD} = H_n^{RD} k^R G_n H_n^{SR} k^S S_n + H_n^{RD} k^R G_n H_n^{SR} D_n^S + H_n^{RD} k^R G_n W_n^{SR} + H_n^{RD} D_n^R + W_n^{RD}. \quad (23)$$

Como se pode observar em (23), os sinais recebidos sofrerão os efeitos provocados pelas distorções NLs advindas dos PAs, que podem causar erros na detecção do sinal recebido. No entanto, a aplicação de técnicas de cancelamento de distorções NLs são capazes de reduzir estes efeitos e produzir bons resultados.

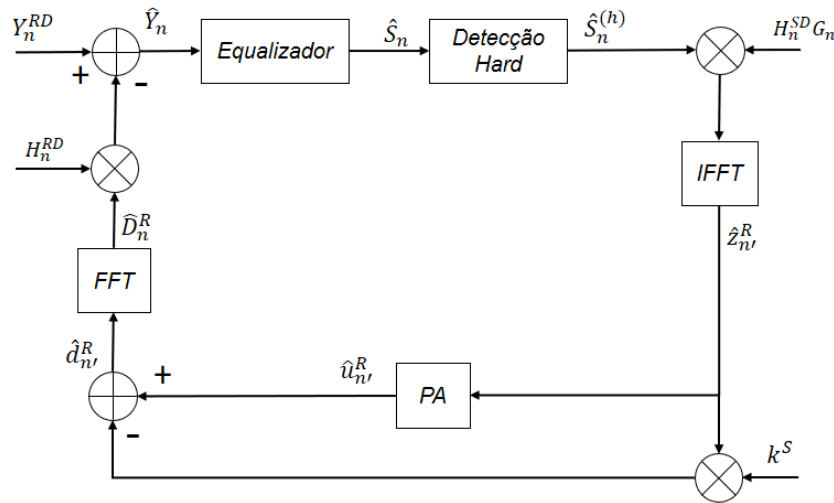
### 3.3 Correção Iterativa com Detecção *Hard* (CIDH) em Sistema Cooperativo OFDM AF

Como visto anteriormente, o processo de amplificação do sinal introduz distorções não lineares que podem comprometer a detecção no receptor. Isso ocorre porque os sistemas OFDM são sensíveis à não linearidade dos amplificadores de potência. As altas PAPRs na entrada dos PAs causam distorções na forma de onda do sinal e interferências de canal adjacente. Este problema vem sendo estudado e algumas técnicas para combater os efeitos de distorção não linear foram propostas em [11, 21, 22, 76]. No entanto, o aprimoramento das redes móveis impulsiona a busca de técnicas mais sofisticadas e eficazes que abordem novos conceitos, como o problema de não linearidade em sistemas de comunicação cooperativa.

Nesta seção, propomos uma nova abordagem da técnica proposta em [3], que é baseada no algoritmo CIDH, proposto em [22]. A CIDH consiste em estimar e cancelar as distorções NLs em sistemas OFDM não cooperativos. O ruído é reproduzido por um processo de estimação iterativo e cancelado no receptor. Para um sistema de comunicação OFDM cooperativo com um *relay* AF, [3] propõe um receptor iterativo para o cancelamento das distorções NLs impostas pelo uso de PA apenas no *relay*. Em [2] o autor aplica a técnica em sistemas não-cooperativos de múltiplo acesso por divisão em frequências ortogonais (OFDMA). Várias outras pesquisas sobre aplicações de métodos iterativos para o cancelamento de distorções não lineares foram apresentados na Seção 1.2 que evidenciam a relevância de pesquisas na área.

Nesta proposta iremos considerar o uso de NLPA na fonte e no *relay* em sistema cooperativo AF OFDM. O algoritmo apresentado nesta seção, executará os passos a seguir. Supomos que o receptor possui total conhecimento sobre os canais de transmissão. O sinal recebido no domínio da frequência  $Y_n^{RD}$  é equalizado e demodulado para se obter uma estimação inicial dos símbolos transmitidos  $\hat{S}_n$ , supondo que os PAs são lineares. Em seguida, é realizada a detecção *hard* dos símbolos, obtendo  $\hat{S}_n^{(h)}$ . Na sequência, os sinais são passados pela IFFT, gerando uma estimativa dos sinais transmitidos pelo *relay* no domínio do tempo  $\hat{z}_n^R$ . Logo após a IFFT, o sinal é processado em duas vias. A primeira

Figura 9 – Receptor com cancelamento iterativo de distorções não lineares do *relay*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

via reconstrói a versão amplificada do sinal  $\hat{z}_{n'}^R$ , utilizando o coeficiente associado ao PA da fonte  $k^S$ . Na segunda etapa, o sinal é submetido às condições de não linearidade impostas pela transmissão para que possamos estimar e cancelar as distorções não lineares. Para isso, consideramos que o receptor tem total conhecimento das características não lineares impostas pelo processo de transmissão. O passo seguinte calcula a diferença entre os sinais vindos das duas etapas. Logo, obtemos uma estimativa do ruído não linear por meio da extensão do Teorema de Bussgang [36]:  $\hat{d}_{n'}^R = \hat{u}_{n'}^R - \hat{z}_{n'}^R k^R$ . As estimativas das distorções não lineares  $\hat{d}_{n'}^R$ , são levadas ao domínio da frequência via transformada de Fourier. Em seguida, ela é multiplicada pela resposta ao impulso do canal  $H_n^{RD}$  e, na sequência, é subtraída do sinal recebido  $Y_n^{RD}$  para se obter uma versão corrigida do sinal  $\hat{Y}_n$  para a iteração seguinte. O algoritmo é ilustrado na Figura 9 e suas etapas são descritas no Algoritmo 1:

Em nossas simulações foram utilizadas dez iterações, apesar de em menos iterações já ser possível obter um resultado satisfatório, conforme será apresentado na seção de resultados de simulações.

Como se pode observar, o algoritmo acima cancela apenas as distorções não lineares oriundas do *relay*. Na próxima seção apresentaremos o algoritmo proposto. Com este método, o receptor criará as condições necessárias para obter estimativas das distorções não lineares da fonte e estas estimativas o auxiliarão na detecção e cancelamento das distorções não lineares do *relay*.



---

**Algoritmo 1: CIDH no relay**


---

- 1) Fazer  $\hat{Y}_n = Y_n^{RD}$ , para  $1 \leq n \leq N$ ;
  - 2) Equalizar o sinal no domínio da frequência:  $\hat{S}_n = \hat{Y}_n / (H_n^{SR} H_n^{RD} k^R G_n)$ ;
  - 3) Realizar a detecção *hard*, projetando o sinal  $\hat{S}_n^{(h)}$  na constelação de símbolos transmitidos;
  - 4) Calcular o sinal na entrada do PA no *relay* como:  $\hat{z}_{n'}^R = \text{IFFT}(\hat{S}_n^{(h)} H_n^{SR} G_n)$ ;
  - 5) Calcular:  $\hat{u}_{n'}^R = f^R(\hat{z}_{n'}^R)$ ;
  - 6) Estimar as distorções não lineares no *relay* por meio da extensão do Teorema de Bussgang:  $\hat{d}_{n'}^R = \hat{u}_{n'}^R - \hat{z}_{n'}^R k^R$ ;
  - 7) Cancelar as distorções da seguinte forma:  $\hat{Y}_n = Y_n^{RD} - \hat{D}_n^R H_n^{RD}$ , em que  $\hat{D}_n^R$  é a FFT de  $\hat{d}_{n'}^R$ ;
  - 8) Se convergência é atingida, finaliza o algoritmo. Caso contrário, vai para Etapa 2.
- 

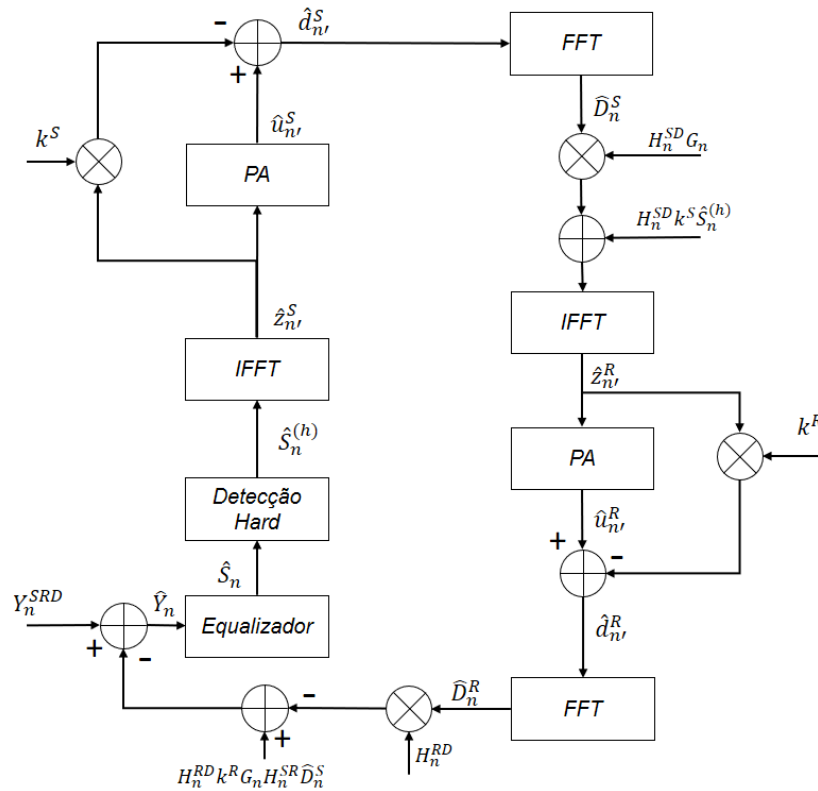
### 3.4 Duplo-CIDH para Sistema OFDM Cooperativo AF

Nesta seção apresentaremos o algoritmo proposto, denominado Duplo-CIDH. O receptor equipado com este algoritmo iterativo irá estimar e cancelar as distorções não lineares provenientes da fonte  $d_{n'}^S$  e do *relay*  $d_{n'}^R$ . Suponhamos que o receptor possui total conhecimento sobre os canais de transmissão.

Tal como no algoritmo anterior, o receptor fará a equalização e demodulação do sinal recebido no domínio da frequência  $Y_n^{RD}$  para se obter uma estimação inicial dos símbolos transmitidos  $\hat{S}_n$ , supondo que os PAs são lineares. Na sequência, é realizada a detecção *hard* dos símbolos, obtendo  $\hat{S}_n^{(h)}$ . Na etapa seguinte, o algoritmo estima o sinal na entrada do PA na fonte e este sinal é levado para o domínio do tempo através da IFFT para gerar uma estimativa dos sinais transmitidos pela fonte  $\hat{z}_{n'}^S$ . O sinal após a IFFT seguirá por dois caminhos. No primeiro caminho, é reproduzida a versão amplificada do sinal  $\hat{z}_{n'}^S$ , utilizando o coeficiente associado ao PA da fonte  $k^S$ . No segundo caminho, o sinal é submetido às condições de não linearidade impostas pela transmissão para que possamos estimar e cancelar as distorções não lineares. Considera-se que o receptor possui total conhecimento das características não lineares impostas pela processo de transmissão. Na próxima etapa, calcula-se a diferença entre os sinais oriundos dos dois caminhos. Portanto, obtemos uma estimativa do ruído não linear por meio da extensão do Teorema de Bussgang [36]:  $\hat{d}_{n'}^S = \hat{u}_{n'}^S - \hat{z}_{n'}^S k^S$ .

Em seguida, as distorções não lineares  $\hat{d}_{n'}^S$  são levadas ao domínio da frequência por meio da FFT. Na etapa seguinte, estima-se o sinal na entrada do PA do *relay*  $\hat{z}_{n'}^R$ , levando-o novamente para o domínio do tempo por meio da IFFT para gerar uma estimativa dos sinais transmitidos pelo *relay* com base nas distorções estimadas na fonte. Logo após, o sinal será processado para obtenção das estimativas de distorções NLs do *relay* com base nas estimativas de distorções da fonte. O processamento ocorrerá em dois passos. O primeiro reproduz a versão amplificada do sinal  $\hat{z}_{n'}^R$ , utilizando o coeficiente

Figura 10 – Receptor com cancelamento iterativo de distorções não lineares da fonte e do *relay*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

associado ao PA do *relay*  $k^R$ . No segundo passo, são criadas as condições de não linearidades impostas pelo sinal no *relay* para que possamos estimar e cancelar as distorções não lineares. Na etapa seguinte, calcula-se a diferença entre os sinais vindos dos dois caminhos para se obter a estimativa do ruído não linear:  $\hat{d}_{n'}^R = \hat{u}_{n'}^R - \hat{z}_{n'}^R k^R$ . Em seguida, leva-se para o domínio da frequência as estimativas das distorções não lineares  $\hat{d}_{n'}^R$  por meio da transformada de Fourier. Na sequência,  $\hat{D}_n^R$  é multiplicada pela resposta ao impulso do canal  $H_n^{RD}$  e, então, é subtraída do sinal recebido  $Y_n^{RD}$  para gerar uma versão corrigida para a próxima iteração. A Figura 10 ilustra o processo apresentado anteriormente e as etapas do algoritmo com suas equações são apresentadas em 2.

Para as simulações deste algoritmo foram utilizadas dez repetições, apesar de em menos iterações já ser possível obter bons resultados como será apresentado nas simulações computacionais.

Em um cenário com a fonte e o *relay* possuindo PAs não lineares, o Duplo-CIDH deve apresentar melhor desempenho em comparação com o algoritmo apresentado anteriormente. De fato, além de estimar as distorções NLs da fonte, o Duplo-CIDH estima melhor as distorções NLs do *relay*, já que as distorções NLs no *relay* dependem das distorções NLs da fonte.

---

**Algoritmo 2:** Duplo-CIDH sem Diversidade Cooperativa
 

---

- 1) Fazer  $\hat{Y}_n = Y_n^{RD}$ , para  $1 \leq n \leq N$ ;
  - 2) Equalizar o sinal no domínio da frequência:  $\hat{S}_n = \hat{Y}_n / (H_n^{SR} H_n^{RD} k^S G_n k^R)$ ;
  - 3) Realizar a detecção *hard*, projetando o sinal  $\hat{S}_n^{(h)}$ ;
  - 4) Estimar o sinal na entrada do PA na fonte como:  $\hat{z}_{n'}^S = \text{IFFT}(\hat{S}_n^{(h)})$ ;
  - 5) Calcular:  $\hat{u}_{n'}^S = f^S(\hat{z}_{n'}^S)$ ;
  - 6) Estimar as distorções não lineares na fonte por meio da extensão do Teorema de Bussgang:  $\hat{d}_{n'}^S = \hat{u}_{n'}^S - \hat{z}_{n'}^S k^S$ ;
  - 7) Calcular a FFT de  $\hat{d}_{n'}^S$ ;
  - 8) Estimar o sinal na entrada do PA no *relay* como:  $\hat{z}_{n'}^R = \text{IFFT}(H_n^{SR} k^S \hat{S}_n^{(h)} + G_n H_n^{SR} \hat{D}_n^S)$ ;
  - 9) Calcular:  $\hat{u}_{n'}^R = f^R(\hat{z}_{n'}^R)$ ;
  - 10) Estimar as distorções não lineares no *relay* por meio da extensão do Teorema de Bussgang:  $\hat{d}_{n'}^R = \hat{u}_{n'}^R - \hat{z}_{n'}^R k^R$ ;
  - 11) Efetuar o cancelamento das distorções da seguinte forma:  
 $\hat{Y}_n = Y_n^{RD} - H_n^{RD} k^R G_n H_n^{SR} \hat{D}_n^S - H_n^{RD} \hat{D}_n^R$ , em que  $\hat{D}_n^S$  e  $\hat{D}_n^R$  são as FFT's de  $\hat{d}_{n'}^S$  e  $\hat{d}_{n'}^R$ , respectivamente;
  - 12) Se convergência é atingida, finaliza o algoritmo. Caso contrário, vai para Etapa 2.
- 

### 3.5 Resultados de Simulação

Nesta seção apresentaremos os resultados das simulações numéricas com o objetivo de avaliar o desempenho do algoritmo proposto. Quando não afirmado contrariamente, foram utilizadas  $10^5$  amostras de Monte Carlo, modulação 16-QAM, 64 subportadoras, canais com desvanecimento seletivo em frequência do tipo *Rayleigh* com 4 *taps*, número de coeficientes do canal (*CC*) igual a 4, um perfil de atraso de potência uniforme e prefixo cíclico de tamanho 3. O *relay* está equipado com protocolo de cooperação AF de ganho variável, conforme (18). Utilizamos como indicador de desempenho para avaliar os resultados a taxa de erro de símbolos (*Symbol Error Rate* - SER). Utilizamos  $P_s = P/2$  e  $P_r = P/2$ , em que  $P$ ,  $P_s$  e  $P_r$  são, respectivamente, a potência total de transmissão, potência de transmissão da fonte e potência de transmissão do *relay*. O valor utilizado para a potência total de transmissão será  $P = 1$ . Adotaremos nas simulações o modelo de PA *Soft-Clipping*, conforme (8) [59], [60], com amplitude de saturação igual a 1, visto que possui grande aplicabilidade e baixa complexidade de implementação. A *SNR* média é definida da seguinte forma,  $SNR = P/\sigma_W^2$ , em que fixamos o valor de  $P$  e, à medida que a *SNR* aumenta diminuimos a variância do ruído. A Tabela 2 apresenta de maneira resumida os parâmetros utilizados nas simulações numéricas.

As Figuras 11, 12, 13, 14 e 20 apresentam as curvas da SER em função da SNR, para o cenário em que os PAs da fonte e do *relay* são lineares e para o caso em que estes PAs são não lineares, este último caso sem aplicação de nenhuma técnica, com aplicação da técnica CIDH apenas no *relay* [22] e com aplicação da técnica proposta Duplo-CIDH.

Tabela 2 – Parâmetros utilizados nas simulações numéricas.

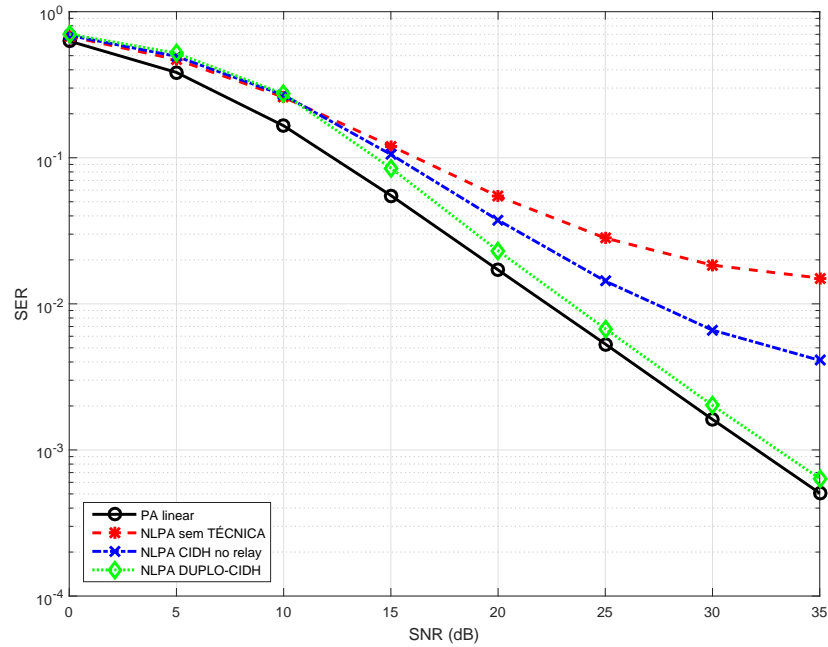
Parâmetro	Valor
Número de subportadoras ( $N$ )	64
Nº de amostras de Monte Carlo	$10^5$
Ordem de modulação QAM	16
Tamanho do Prefixo Cíclico ( $CP$ )	3
Amplitude de saturação ( $A_{sat}$ )	1
Potência de total ( $P$ )	1
Potência da fonte ( $P_s$ )	0.5
Potência do <i>relay</i> ( $P_r$ )	0.5
Nº de coeficientes do canal ( $CC$ )	4
Nº de iterações (Nit)	10

Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se na Figura 11 que o caso com PA linear apresenta o melhor desempenho em relação aos casos com PA não linear, como esperado. O caso sem nenhuma técnica apresenta o pior desempenho dentro dos cenários analisados. Para o caso com aplicação da técnica CIDH apenas para estimação e cancelamento das interferências causadas pelo PA do *relay* consegue-se melhorar a performance do sistema. No entanto, esta técnica ainda deixou a SER em níveis bastantes elevados. Isto se deve ao fato que ela não cancela as distorções oriundas do PA da fonte. Utilizando a técnica proposta Duplo-CIDH obtemos um ganho expressivamente maior. Isto ocorre, pois o algoritmo proposto em comparação com o anterior, além de estimar as distorções não lineares da fonte, estima as distorções não lineares do *relay* de forma mais precisa, fornecendo resultados muito próximos ao caso com PAs lineares.

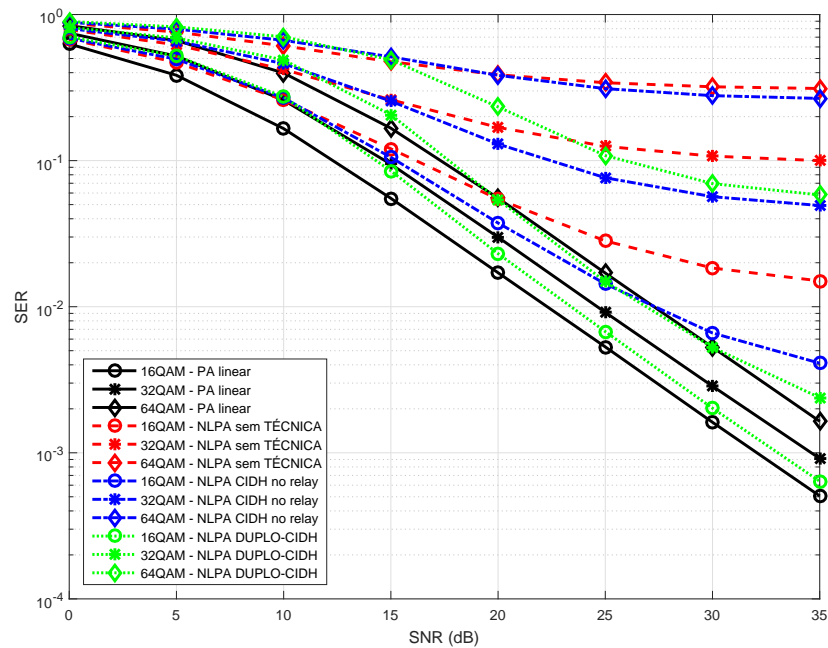
A Figura 12 apresenta a SER em função da SNR para várias ordens de modulação QAM. Observa-se que os cenários com PAs lineares apresentam melhor desempenho em comparação aos cenários com NLPA para as ordens de modulações analisadas, conforme explicado na Figura 11. Pode-se observar que para o caso da técnica proposta Duplo-CIDH os resultados são sempre melhores do que para a CIDH no *relay*, para todas as ordens de modulações testadas. Observa-se ainda que, quando a ordem da modulação aumenta, a SER piora em todos os casos analisados. Ademais, a diferença entre as SERs da técnica proposta e do caso linear aumenta quando a ordem da modulação aumenta. Isto ocorre pois, como já demonstrado anteriormente em [17], as modulações com ordens mais elevadas são mais sensíveis às distorções não lineares.

Figura 11 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH.



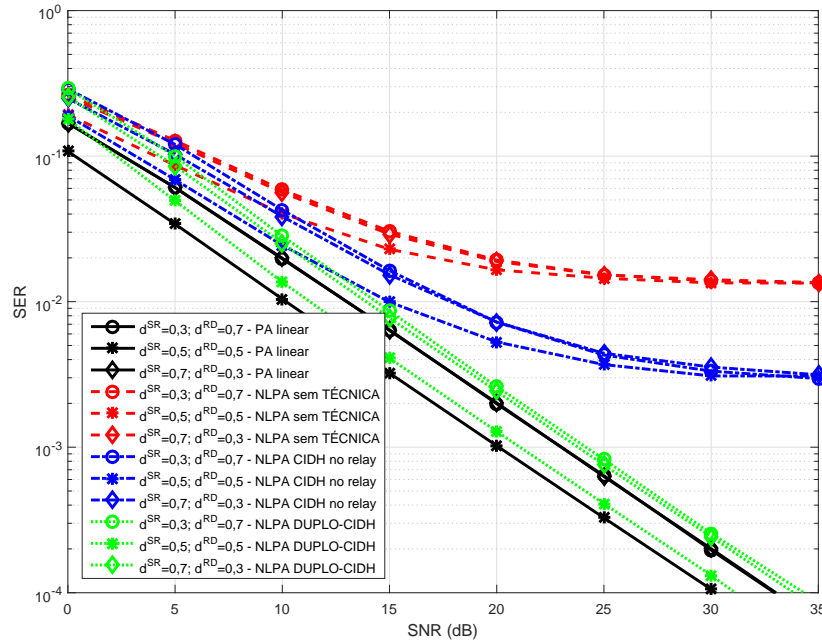
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 12 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH para várias ordens de modulação QAM.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 13 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH para vários valores de  $d^{SR}$ , distância entre a fonte e o *relay*, e  $d^{RD}$ , distância entre o *relay* e o destino.

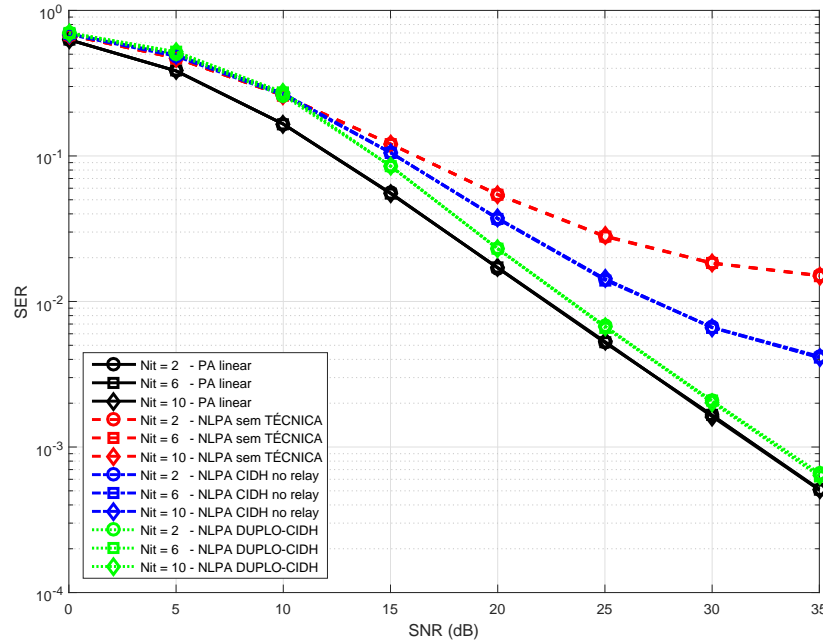


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 13 apresenta a SER em função da SNR para vários valores de  $d^{SR}$ , distância entre a fonte e o *relay*, e  $d^{RD}$ , distância entre o *relay* e o destino. Para elaboração desta análise consideramos que o transmissor, *relay* e receptor estão alinhados e a distância entre transmissor e receptor será igual a 1, utilizamos o modelo exponencial para perda de percurso [77]:  $Pot_r = Pot_t \left(\frac{1}{d}\right)^p$ , em que  $Pot_r$  é a potência recebida na distância  $d$ ,  $Pot_t$  é a potência transmitida igual a 1 e  $p$  é o expoente de perda de percurso igual a 4. Com os resultados apresentados podemos observar que as curvas com Duplo-CIDH apresentam o melhor resultado quando o *relay* encontra-se equidistante da fonte e do receptor. Este fato está relacionado à distância em que se encontra o *relay*, pois em comunicação cooperativa o entrave para o sistema global será o enlace de menor capacidade, ou seja, o enlace que apresentar a pior SNR prevalecerá como a SNR do sistema global. No entanto, quando o *relay* está equidistante da fonte e do destino os enlaces apresentarão níveis de SNRs balanceados, portanto a SNR do sistema global ficará balanceada [25].

A Figura 14 traz a SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH para diferentes números de iterações (Nit). Percebe-se que tanto o CIDH no *relay* quanto o Duplo-CIDH não apresentam variações à medida que se aumenta o número de iterações. Isto está relacionado ao fato que o número de iterações necessárias para a convergência dos algoritmos é bastante baixo.

Figura 14 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH para diferentes números de iterações (Nit).



Fonte: Elaborada pelo autor.

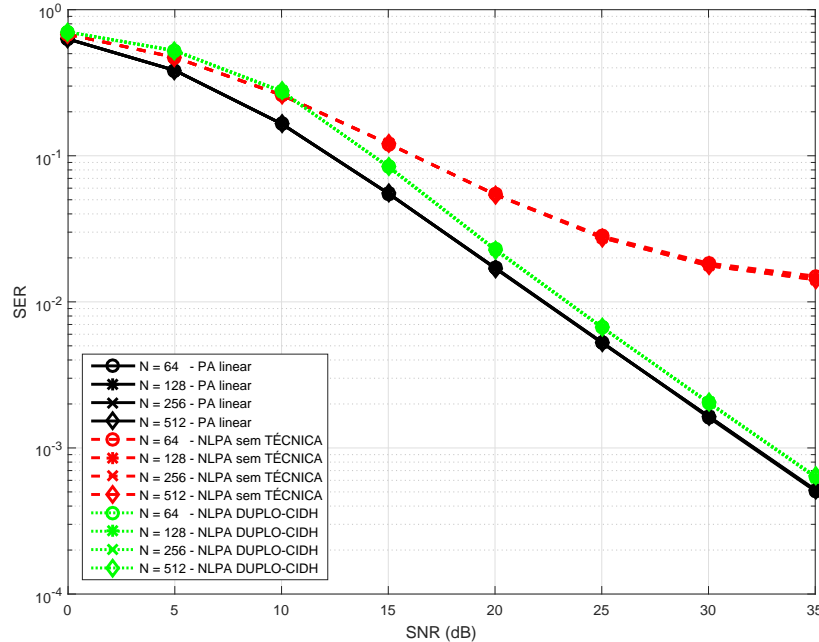
As Figuras 15, 16 e 17 mostram a SER em função da SNR para o caso em que os PAs da fonte e do *relay* são lineares e para o caso em que estes PAs são não lineares, este último caso sem aplicação de nenhuma técnica e com aplicação da técnica proposta Duplo-CIDH.

A Figura 15 mostra a SER em função da SNR para vários valores de  $N$  (número de subportadoras). Como podemos observar a técnica Duplo-CIDH apresenta resultados muito próximos ao caso linear e não apresenta variação à medida que  $N$  aumenta. Isto ocorre pois, uma vez que  $N$  é grande o suficiente para os sinais transmitidos serem considerados como variáveis aleatórias Gaussianas complexas, a modelagem do canal é feita através do Teorema de Bussgang [36] independente do número de portadoras do sistema. Desta forma, não há razão para que o desempenho da técnica proposta melhore ou piore para os valores de  $N$  testados.

As Figuras 16 e 17 mostram a SER em função da SNR para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ), com perfis de atraso de potência uniforme e exponencial, respectivamente. Observa-se nestas figuras que à medida que se aumenta o número de coeficientes, não há uma alteração significativa na SER para as configurações analisadas. Ou seja, pode-se concluir que a técnica proposta apresenta bons resultados mesmo em ambientes com alta seletividade em frequência do canal.

Na Figura 18, apresenta-se a SER em função da SNR, para os casos com PAs

Figura 15 – SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH para vários valores de  $N$ .



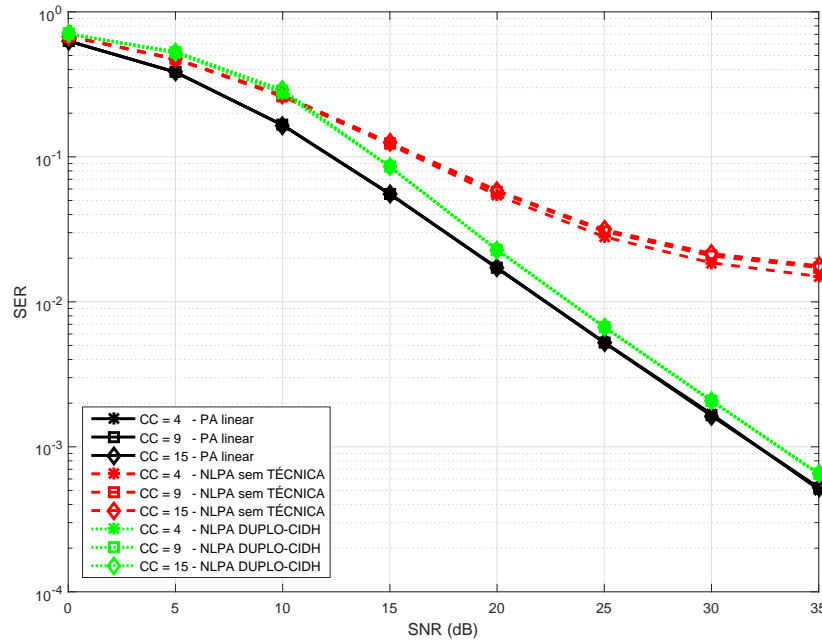
Fonte: Elaborada pelo autor.

lineares e não lineares, este último com aplicação da técnica Duplo-CIDH, para vários valores de  $P_s$  e  $P_r$ . Os resultados da Figura 18 são consequência dos seguintes fatos. O processo de estimação e cancelamento de distorções não lineares da fonte envolve as estimativas dos sinais transmitidos pela fonte. Já o processo de estimação e cancelamento de distorções não lineares do *relay* envolve o sinal transmitido pela fonte e pelo *relay*. Portanto, o processo de detecção e cancelamento de distorções do *relay* é mais suscetível a erros devido à maior complexidade em estimar as distorções NLs. Por isso quando se coloca mais potência no *relay* do que na fonte obtém-se um resultado pior do que quando se coloca mais potência na fonte do que no *relay*, pois, neste último caso, teremos mais distorções NLs oriundas da fonte, que possui um processo de cancelamento de distorções menos suscetível a erros. No caso em que as potências estão equilibradas,  $P_s = P_r = 0,5$ , os resultados são bastante próximos dos casos lineares, pois as potências estão balanceadas, o que leva à introdução de menos distorções não lineares.

Na Figura 19 temos o número médio de iterações das técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH em função da SNR. Para este cenário consideramos que a convergência ocorre se  $\hat{S}_n^{(h)} = \hat{Y}_n$  ou se o número de iterações é igual a dez. Como pode-se notar à medida que a SNR aumenta o número médio de iterações diminui para ambas as técnicas. Isto ocorre devido ser necessário poucas iterações para que os algoritmos atinjam o critério de convergência adotado.



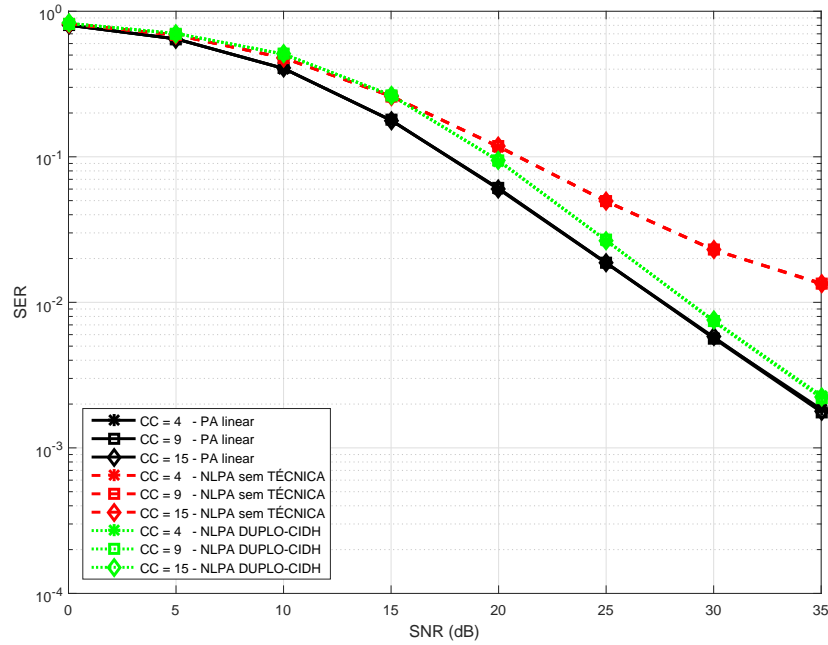
Figura 16 – SER em função da SNR para o Duplo-CIDH para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ) com perfil de atraso de potência uniforme.



Fonte: Elaborada pelo autor.

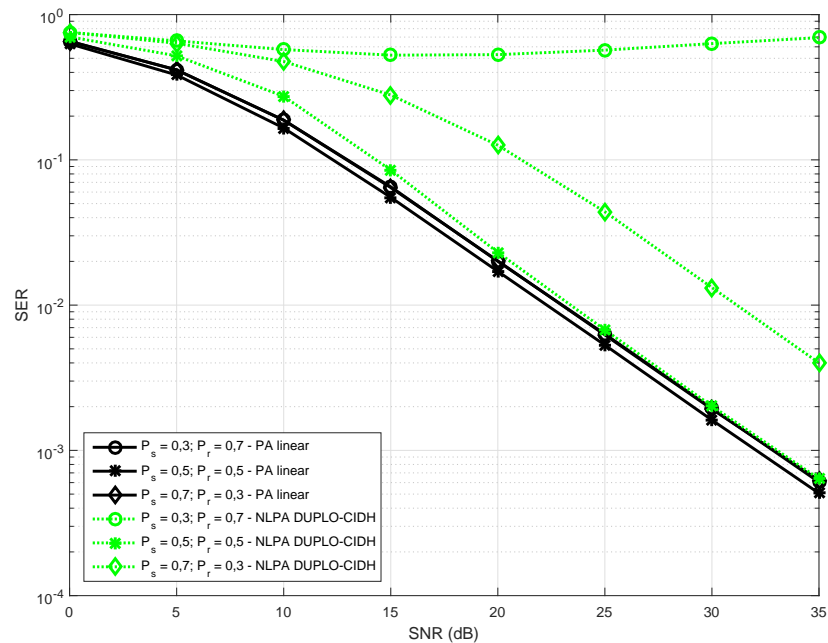
A Figura 20 mostra a SER em função da SNR para os casos com PAs lineares e não lineares para vários valores de  $\sigma_w^2$ . Nesta figura fizemos uma abordagem diferente para o cálculo da variância do ruído  $\sigma_w^2$  e para a potência de transmissão  $P$ . Ao contrário de todas as outras figuras, nós fixamos a variância do ruído e variamos a potência de transmissão à medida que a SNR aumenta. Portanto, à medida que aumentamos SNR aumentamos  $P$ . Com isso, percebemos que para baixos valores de  $P$  as curvas com Duplo-CIDH e CIDH no *relay* possuem o mesmo comportamento do caso linear. De fato, o Duplo-CIDH é igual a técnica CIDH no *relay* quando as distorções não são relevantes (valores de SNR baixos), no entanto, quando as distorções passam a ser relevantes (valores de SNR altos), o Duplo-CIDH passa a ter um desempenho melhor que a CIDH no *relay*.

Figura 17 – SER em função da SNR para o Duplo-CIDH para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ) com perfil de atraso de potência exponencial.



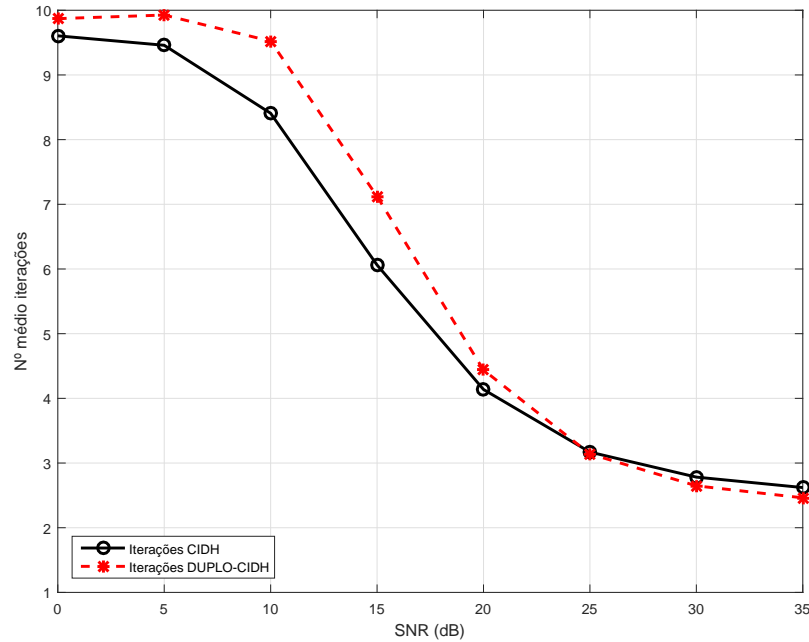
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 18 – SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH para vários valores de  $P_s$  e  $P_r$ .



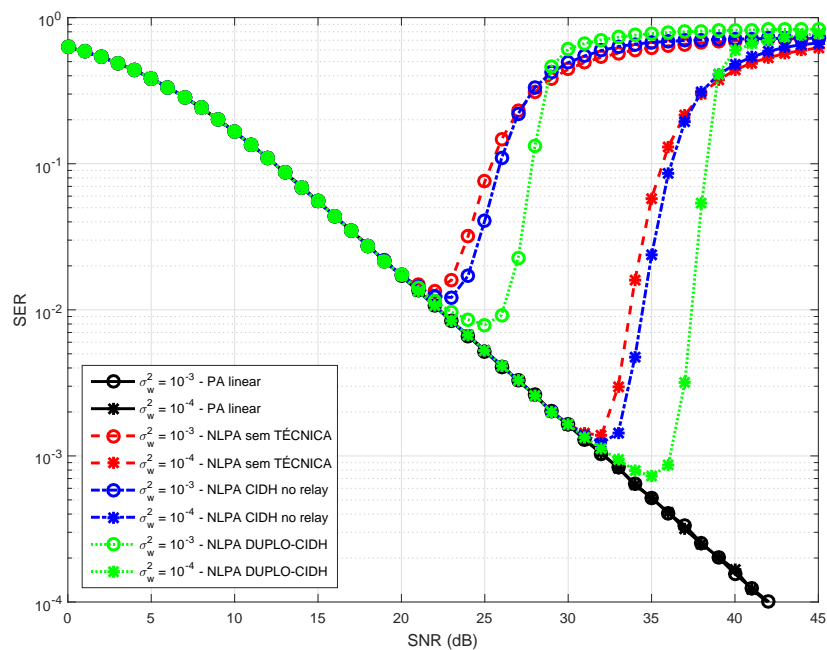
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 19 – SER em função da SNR para o número médio de iterações das técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 20 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH para vários valores de  $\sigma_w^2$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.6 Conclusões

Neste capítulo propomos uma técnica capaz de estimar e cancelar distorções não lineares em sistemas cooperativos AF OFDM com PA não linear na fonte e no *relay*. Com esta técnica o receptor estimará as distorções NLs da fonte e estas estimações o auxiliarão na detecção e cancelamento das distorções NLs do *relay*. O Duplo-CIDH estende a aplicação proposta em [3] para um caso mais genérico. Seu diferencial está no fato que as distorções NLs no *relay* dependem das distorções NLs da fonte, ou seja, este algoritmo, em comparação com o anterior, além de estimar as distorções NLs da fonte, ele estima melhor as distorções NLs do *relay*. Os resultados das simulações computacionais realizadas mostraram que a técnica proposta apresenta maiores ganhos do que a técnica de [3] em todos os cenários analisados.

## 4 DUPLO-CIDH EM SISTEMAS OFDM COOPERATIVOS AF COM DIVERSIDADE COOPERATIVA

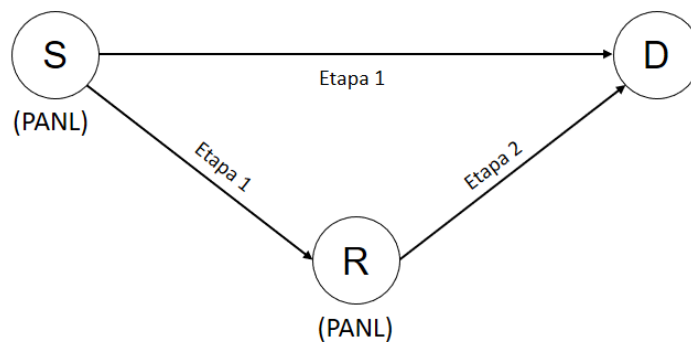
### 4.1 Introdução

Neste capítulo, iremos estender a técnica Duplo-CIDH apresentada no capítulo anterior para um caso onde há diversidade de cooperação. No modelo de sistema adotado iremos considerar os enlaces SD e SRD com o objetivo de obtermos ganhos de diversidade. Definiremos na Seção 4.2 o modelo de sistema utilizado e em que aspectos ele difere do modelo de sistema que considera apenas o enlace cooperativo. Na Seção 4.3 descreveremos o algoritmo proposto para o cancelamento das distorções não lineares que utiliza o método de combinação por máxima razão (MRC) para combinar os sinais provenientes dos dois canais, logo após uma etapa de pré-branqueamento dos sinais. Discutiremos o desempenho da técnica proposta através dos resultados de simulação apresentados na Seção 4.4.

### 4.2 Modelo de Sistema

Considera-se um sistema cooperativo OFDM composto por uma fonte transmissora (S), um *relay* (R) com protocolo AF e um destino (D). Cada um destes dispositivos possui apenas uma antena omnidirecional e são *half-duplex*. Assumimos que a fonte e o *relay* possuem amplificadores de potência não linear. A transmissão ocorre em duas etapas distribuídas em *slots* de tempos ortogonais. Na primeira etapa, ocorre a transmissão entre a Fonte-Destino (SD) e Fonte-Relay (SR) e, na segunda etapa, ocorre a transmissão entre o Relay-Destino (RD), conforme mostra a Figura 21. Consideramos que os canais são seletivos em frequência e são danificados pela ação de ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) de média nula e variância  $\sigma_W^2$ .

Figura 21 – Sistema de comunicação com diversidade cooperativa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

No transmissor, os sinais são modulados por amplitude em quadratura (QAM) ou por modulação por chaveamento de fase (PSK). Em seguida, aplica-se a transformada

de Fourier rápida inversa (IFFT), adiciona-se o prefixo cíclico para gerar os símbolos OFDM e, por fim, o sinal será amplificado e transmitido.

Assumiremos que os dados transmitidos são independentes e identicamente distribuídos (i.i.d.) e, para altos valores de  $N$ , o sinal no domínio do tempo pode ser modelado como uma variável aleatória Gaussiana complexa [23], [33]. Portanto, a saída do PA não linear (NL) do transmissor no domínio do tempo poderá ser expresso pela extensão do Teorema de Bussgang [36], conforme apresentado em [3, 18, 23, 33, 59]. Assim, o sinal na saída do PA da fonte no domínio do tempo e da frequência são dados por (14) e (15), respectivamente.

O sinal recebido pelo canal SD, no domínio da frequência, pode ser representado por:

$$Y_n^{SD} = H_n^{SD} U_n^S + W_n^{SD}, \quad (24)$$

em que  $H_n^{SD}$  e  $W_n^{SD}$  representam, respectivamente, a resposta em frequência do canal SD e o ruído AWGN.

Substituindo (15) em (24), teremos:

$$Y_n^{SD} = H_n^{SD} k^S S_n + H_n^{SD} D_n^S + W_n^{SD}. \quad (25)$$

O sinal recebido pelo enlace cooperativo SRD segue o mesmo modelo apresentado no Capítulo 3, com o sinal recebido dado por (23). Como podemos perceber em (23) e (25), os sinais recebidos nos dois canais sofrerão os impactos das distorções não lineares provocadas pelos PAs, o que pode danificar os sinais transmitidos e causar falhas na detecção dos sinais no receptor.

Podemos expressar os sinais recebidos da seguinte forma:

$$\begin{cases} Y_n^{SRD} = H_n^{SRD} S_n + W_n^{SRD} \\ Y_n^{SD} = H_n^{SD} S_n + W_n^{SD} \end{cases}, \quad (26)$$

em que

$$H_n^{SRD} = H_n^{SR} H_n^{RD} k^S k^R G_n, \quad (27)$$

$$H_n^{SD} = H_n^{SD} k^S, \quad (28)$$

$$W_n^{SRD} = H_n^{SR} H_n^{RD} D_n^S k^R G_n + H_n^{RD} W_n^{SR} k^R G_n + H_n^{RD} D_n^R + W_n^{RD}, \quad (29)$$

$$W_n^{SD} = H_n^{SD} D_n^S + W_n^{SD}. \quad (30)$$

Os sinais apresentados em (26) representam um modelo com características lineares para o sistema não linear utilizado neste capítulo, possibilitando a elaboração de um receptor com o método MRC para a combinação dos sinais recebidos. No entanto, para aplicar este método os ruídos  $W_n^{SRD}$  e  $W_n^{SD}$  devem ser decorrelacionados. Toda-

via, os ruídos  $W_n^{SRD}$  e  $W_n^{SD}$  estão correlacionados, pois as distorções NLs  $d_{n'}^S$  impostas pelo PA da fonte estão presentes tanto em  $W_n^{SRD}$  quanto em  $W_n^{SD}$ . O processo aplicado para decorrelacionar os ruídos é denominado pré-branqueamento. Tal processo será incorporado ao algoritmo proposto, que será desenvolvido na próxima seção.

### 4.3 Algoritmo Duplo-CIDH com Diversidade Cooperativa

Nesta seção apresentaremos o algoritmo Duplo-CIDH com Diversidade Cooperativa, onde consideramos os dois enlaces, direto (SD) e cooperativo (SRD). Este algoritmo iterativo será representado pela sigla Duplo-CIDH-DC e irá estimar e cancelar as distorções NLs provenientes da fonte  $d_{n'}^S$  e do *relay*  $d_{n'}^R$  e combinará os sinais recebidos via MRC. Na Subseção 4.3.1 apresentaremos o processo de pré-branqueamento dos sinais recebidos, na Subseção 4.3.2 será mostrada a etapa de combinação dos sinais utilizando o método MRC e na Subseção 4.3.3 o passo-a-passo do Duplo-CIDH será apresentado.

#### 4.3.1 Processo de pré-branqueamento

Os sinais recebidos em (26) serão expressos na forma vetorial para execução do processo de pré-branqueamento, da seguinte forma:

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{h}_n S_n + \mathbf{w}_n, \quad (31)$$

em que  $\mathbf{y}_n = [Y_n^{SRD} Y_n^{SD}]^T \in \mathbb{C}^2$  é o vetor que expressa os sinais de saída,  $\mathbf{h}_n = [H_n^{SRD} H_n^{SD}]^T \in \mathbb{C}^2$  é o vetor que representa os coeficientes do canal e  $\mathbf{w}_n = [W_n^{SRD} W_n^{SD}]^T \in \mathbb{C}^2$  é o vetor que representa o ruído AWGN.

A matriz de correlação do vetor de ruídos é dada por:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{w}_n} = \begin{bmatrix} \mathbb{E}[|W_n^{SRD}|^2] & \mathbb{E}[W_n^{SRD} W_n^{*SD}] \\ \mathbb{E}[W_n^{*SRD} W_n^{SD}] & \mathbb{E}[|W_n^{SD}|^2] \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Os componentes da matriz (32) podem ser calculados como:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|W_n^{SRD}|^2] &= |H_n^{SR}|^2 |H_n^{RD}|^2 |k^R|^2 G_n^2 \sigma_{d_{n'}^S}^2 + |H_n^{RD}|^2 |k^R|^2 G_n^2 \sigma_W^2 + \\ &+ |H_n^{RD}|^2 G_n^2 \sigma_{d_{n'}^R}^2 + \sigma_W^2, \end{aligned} \quad (33)$$

$$\mathbb{E}[|W_n^{SD}|^2] = |H_n^{SD}|^2 \sigma_{d_{n'}^S}^2 + \sigma_W^2, \quad (34)$$

$$\mathbb{E}[W_n^{*SRD} W_n^{SD}] = H_n^{SD} H_n^{*SR} H_n^{*RD} G_n k^{*R} \sigma_{d_{n'}^S}^2, \quad (35)$$

$$\mathbb{E}[W_n'^{SRD}W_n^{*SD}] = H_n^{*SD}H_n^{SR}H_n^{RD}G_nk^R\sigma_{d_n^S}^2. \quad (36)$$

Existem diferentes formas de diagonalizar a matriz  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_n}$ , fornecendo diferentes matrizes de branqueamento para o vetor  $\mathbf{w}_n$ . Nesta trabalho, nós usaremos a técnica de pré-branqueamento apresentada em [64], baseada nos autovalores e autovetores de  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_n}$ . As matrizes de autovalores e autovetores da matriz  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_n}$  são, respectivamente:

$$\mathbf{L}_n = \begin{bmatrix} \lambda_{1,n} & 0 \\ 0 & \lambda_{2,n} \end{bmatrix}, \quad (37)$$

$$\mathbf{V}_n = \begin{bmatrix} e_{1,n} & e_{2,n} \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (38)$$

onde

$$\lambda_{1,n} = \frac{\mathbb{E}[|W_n'^{SRD}|^2] + \mathbb{E}[|W_n'^{SD}|^2] - \sqrt{\Delta}}{2}, \quad (39)$$

$$\lambda_{2,n} = \frac{\mathbb{E}[|W_n'^{SRD}|^2] + \mathbb{E}[|W_n'^{SD}|^2] + \sqrt{\Delta}}{2}, \quad (40)$$

$$e_{1,n} = \frac{\lambda_{1,n} - \mathbb{E}[|W_n'^{SD}|^2]}{\mathbb{E}[W_n'^{SRD}W_n^{*SD}]} \quad (41)$$

$$e_{2,n} = \frac{\lambda_{2,n} - \mathbb{E}[|W_n'^{SD}|^2]}{\mathbb{E}[W_n'^{SRD}W_n^{*SD}]} \quad (42)$$

em que  $\lambda_{1,n}, \lambda_{2,n} \in \mathbb{R} \geq 0$  e  $\Delta = \left(\mathbb{E}[|W_n'^{SRD}|^2] - \mathbb{E}[|W_n'^{SD}|^2]\right)^2 + 4\mathbb{E}[W_n'^{SRD}W_n^{*SD}]\mathbb{E}[W_n'^{SRD}W_n^{*SD}]$ .

Diante das expressões apresentadas em (37) e (38), podemos definir a matriz de pré-branqueamento da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_n = \mathbf{L}_n^{-\frac{1}{2}}\mathbf{V}_n^H &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{\lambda_{1,n}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{\lambda_{2,n}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{1,n}^* & 1 \\ e_{2,n}^* & 1 \end{bmatrix}, \\ &= \begin{bmatrix} \frac{e_{1,n}^*}{\sqrt{\lambda_{1,n}}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_{1,n}}} \\ \frac{e_{2,n}^*}{\sqrt{\lambda_{2,n}}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_{2,n}}} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (43)$$

em que o expoente  $H$  representa o Hermitiano (conjugado-transposto) de uma matriz.

O processo de pré-branqueamento será realizado através da aplicação da matriz (43) nos sinais recebidos (31), portanto, teremos:



$$\begin{aligned}
\mathbf{y}_{b_n} &= \mathbf{A}_n \mathbf{y}_n, \\
&= \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n S_n + \mathbf{A}_n \mathbf{w}_n, \\
&= \mathbf{h}_{b_n} S_n + \mathbf{w}_{b_n},
\end{aligned} \tag{44}$$

em que  $\mathbf{w}_{b_n} = \mathbf{A}_n \mathbf{w}_n$  é o vetor contendo os ruídos ortonormais e  $\mathbf{h}_{b_n} = \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n$  é o vetor contendo os coeficientes do sistema na nova base. Observe que  $E[\mathbf{w}_{b_n} \mathbf{w}_{b_n}^H] = \mathbf{I}_2$ , em que  $\mathbf{I}_2$  representa a matriz identidade.

### 4.3.2 Etapa de Combinação utilizando MRC

A combinação dos sinais via MRC ocorrerá de duas formas distintas dentro do algoritmo que será proposto na Subseção 4.3.3. Na primeira iteração do algoritmo, haverá a aplicação MRC nos sinais branqueados. A partir da segunda iteração do algoritmo, será considerado que os sinais já não apresentam distorções não lineares. Desta forma, da segunda iteração em diante, será utilizado uma versão do MRC que desconsidera as distorções não lineares e, portanto, não utiliza o pré-branqueamento. A aplicação do MRC nos sinais branqueados é dada por:

$$Y_{b_n} = \mathbf{m}_n^T \mathbf{y}_{b_n}, \tag{45}$$

em que  $\mathbf{m}_n = \mathbf{h}_{b_n}^* / \|\mathbf{h}_{b_n}\|^2 \in \mathbb{C}^2$ , em que  $\|\cdot\|$  representa a norma do vetor.

Considerando que os sinais recebidos pelo nó destino são (23) e (25), e que estes sinais, na segunda iteração do algoritmo Duplo-CIDH, que será proposto na próxima subseção, são combinados através da técnica MRC aplicada a sinais sem distorções não lineares, temos:

$$Y_n = a_1 Y_n^{SD} + a_2 Y_n^{SRD}, \tag{46}$$

em que  $a_1$  e  $a_2$  são coeficientes que maximizam a  $SNR$  combinada. Esses valores são expressos por [25]:

$$a_1 = \frac{H_n^{SD*} / \sigma_W^2}{\frac{|H_n^{SD}|^2}{\sigma_W^2} + G_n^2 \frac{|H_n^{SR}|^2 |H_n^{RD}|^2}{\sigma_{W'}^2}}, \tag{47}$$

$$a_2 = \frac{H_n^{SD*} H_n^{RD*} G_n / \sigma_{W'}^2}{\frac{|H_n^{SD}|^2}{\sigma_W^2} + G_n^2 \frac{|H_n^{SR}|^2 |H_n^{RD}|^2}{\sigma_{W'}^2}}, \tag{48}$$

em que  $(\cdot)^*$  expressa o operador complexo conjugado e  $\sigma_{W'}^2$  é a potência do ruído global da segunda etapa de transmissão do sinal, dada por:

$$\sigma_{W'}^2 = \left( \frac{P_r |H_n^{RD}|^2}{P_s |H_n^{SR}|^2 + \sigma_W^2} + 1 \right) \sigma_W^2. \tag{49}$$

### 4.3.3 Algoritmo Duplo-CIDH com Diversidade Cooperativa

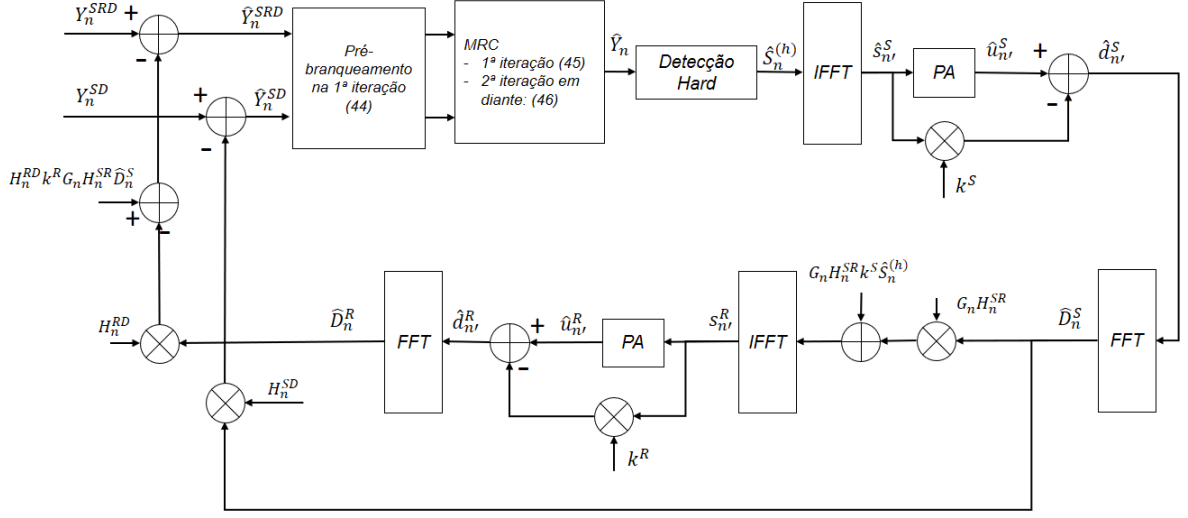
Nesta subseção o passo-a-passo do algoritmo Duplo-CIDH com Diversidade Cooperativa será apresentado. Este algoritmo iterativo estima e cancela as distorções não lineares advindas da fonte  $d_{n'}^S$  e do *relay*  $d_{n'}^R$  dos sinais recebidos via enlace fonte-destino e fonte-*relay*-destino. Consideramos na análise que o receptor possui total conhecimento sobre os canais de transmissão. Diferentemente do algoritmo apresentado no Capítulo 3, este fará o pré-branqueamento dos sinais recebidos e os combinará pelo método MRC.

O funcionamento do algoritmo proposto inicia com o recebimento dos sinais, no domínio da frequência, provenientes do canal direto (SD) e do canal cooperativo (SRD). Em sua primeira iteração o algoritmo fará o processo de pré-branqueamento dos sinais recebidos, usando (44), e passará os sinais pelo bloco de MRC para sinais com distorções não lineares, usando (45), para, na sequência, ser realizada a detecção *hard* dos símbolos transmitidos, obtendo-se uma estimativa inicial  $\hat{S}_n^{(h)}$  destes. Logo em seguida, o algoritmo estima o sinal na entrada do PA na fonte e este sinal é levado para o domínio do tempo via IFFT para gerar uma estimativa dos sinais transmitidos pela fonte  $z_{n'}^S$ . Após a IFFT, o sinal fará dois percursos. No primeiro, é reconstruída a versão amplificada do sinal  $\hat{z}_{n'}^S$ , utilizando o coeficiente associado ao PA da fonte  $k^S$ . No segundo percurso, o sinal será submetido à não linearidade impostas pela transmissão para que possamos estimar e cancelar as distorções não lineares. Na etapa seguinte, calcula-se a diferença entre os sinais oriundos dos dois caminhos para obtermos uma estimativa do ruído não linear por meio da extensão do Teorema de Bussgang [36]:  $\hat{d}_{n'}^S = \hat{u}_{n'}^S - \hat{z}_{n'}^S k^S$ .

As distorções não lineares  $\hat{d}_{n'}^S$  obtidas são levadas ao domínio da frequência via FFT. Em seguida, estima-se o sinal na entrada do PA do *relay*  $\hat{z}_{n'}^R$  com base nas distorções estimadas na fonte e nos símbolos estimados. Na sequência, o sinal será processado para obtenção das estimativas de distorções NLs do *relay*. O processo ocorrerá em duas etapas. A primeira constrói uma versão amplificada do sinal  $\hat{z}_{n'}^R$ , utilizando o coeficiente associado ao PA do *relay*  $k^R$ . Na segunda etapa, são geradas as condições de não linearidades provocadas uso de PA no *relay* para que possamos estimar e cancelar as distorções não lineares do sinal. Na sequência o algoritmo calcula a diferença entre os sinais vindos das duas etapas para obter a estimativa do ruído não linear:  $\hat{d}_{n'}^R = \hat{u}_{n'}^R - \hat{z}_{n'}^R k^R$ . Em seguida, leva-se para o domínio da frequência as estimativas das distorções não lineares. Na sequência, as distorções são subtraídas dos sinais recebidos  $Y_n^{SD}$  e  $Y_n^{SRD}$  para gerar uma versão corrigida para a próxima iteração. A partir da segunda iteração consideramos que os sinais já não possuem distorções lineares, portanto será aplicado (46) nestes sinais. O processo detalhado aqui é ilustrado na Figura 22 e suas etapas e equações são apresentadas no Algoritmo 3:

Para os resultados de simulações foram utilizadas dez iterações, apesar deste algoritmo apresentar bons resultados com poucas iterações, conforme será apresentado na

Figura 22 – Receptor Duplo-CIDH para o cancelamento iterativo de distorções não lineares da fonte e do *relay* com MRC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

---

**Algoritmo 3:** Duplo-CIDH sem diversidade cooperativa

---

- 1) Fazer  $\hat{Y}_n^{SD} = Y_n^{SD}$  e  $\hat{Y}_n^{SRD} = Y_n^{SRD}$ , para  $1 \leq n \leq N$ ;
  - 2) Na primeira iteração, fazer o pré-branqueamento e aplicar o MRC de acordo com (44) e (45), respectivamente, nos sinais  $\hat{Y}_n^{SD}$  e  $\hat{Y}_n^{SRD}$ ;
  - 3) A partir da segunda iteração, aplicar o MRC, conforme (46) nos sinais  $\hat{Y}_n^{SD}$  e  $\hat{Y}_n^{SRD}$ ;
  - 4) Realizar a detecção *hard*, obtendo  $\hat{S}_n^{(h)}$ ;
  - 5) Estimar:  $\hat{s}_{n'}^S = \text{IFFT}(\hat{S}_n^{(h)})$ ;
  - 6) Calcular:  $\hat{u}_{n'}^S = f^S(\hat{s}_{n'}^S)$ ;
  - 7) Estimar as distorções não lineares na fonte:  $\hat{d}_{n'}^S = \hat{u}_{n'}^S - \hat{s}_{n'}^S k^S$ ;
  - 8) Calcular a FFT de  $\hat{d}_{n'}^S$ ;
  - 9) Estimar o sinal na entrada do PA no *relay*:  $\hat{s}_{n'}^R = \text{IFFT}(G_n H_n^{SR} k^S \hat{S}_n^{(h)} + G_n H_n^{SR} \hat{D}_n^S)$ ;
  - 10) Calcular:  $\hat{u}_{n'}^R = f^R(\hat{s}_{n'}^R)$ ;
  - 11) Estimar as distorções não lineares no *relay*:  $\hat{d}_{n'}^R = \hat{u}_{n'}^R - \hat{z}_{n'}^R k^R$ ;
  - 12) Efetuar o cancelamento das distorções não lineares:  
 $\hat{Y}_n^{SRD} = Y_n^{SRD} - H_n^{RD} k^R G_n H_n^{SR} \hat{D}_n^S - H_n^{RD} \hat{D}_n^R$  e  $\hat{Y}_n^{SD} = Y_n^{SD} - \hat{D}_n^S H_n^{SD}$ ;
  - 13) Se convergência é atingida, finaliza o algoritmo. Caso contrário, vai para Etapa 3.
- 

próxima seção.

Em ambiente com diversidade cooperativa o algoritmo proposto apresenta desempenho superior ao CIDH no *relay*, pois possui maior capacidade de estimar e cancelar as distorções NLs da fonte e do *relay*, já o CIDH estima e cancela apenas as distorções NLs do *relay*.

#### 4.4 Resultados de Simulação

Apresentaremos nesta seção os resultados obtidos através de simulações numéricas com o intuito de avaliar a performance do algoritmo proposto. Quando não afirmado o contrário, foram utilizados os parâmetros apresentados pela Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros utilizados nas simulações numéricas.

Parâmetro	Valor
Número de subportadoras ( $N$ )	64
Nº de amostras de Monte Carlo	$10^5$
Ordem de modulação QAM	16
Tamanho do Prefixo Cíclico ( $CP$ )	3
Amplitude de saturação ( $A_{sat}$ )	1
Potência de total ( $P$ )	1
Potência da fonte ( $P_s$ )	0.5
Potência do <i>relay</i> ( $P_r$ )	0.5
Nº de coeficientes do canal ( $CC$ )	4
Nº de iterações (Nit)	10

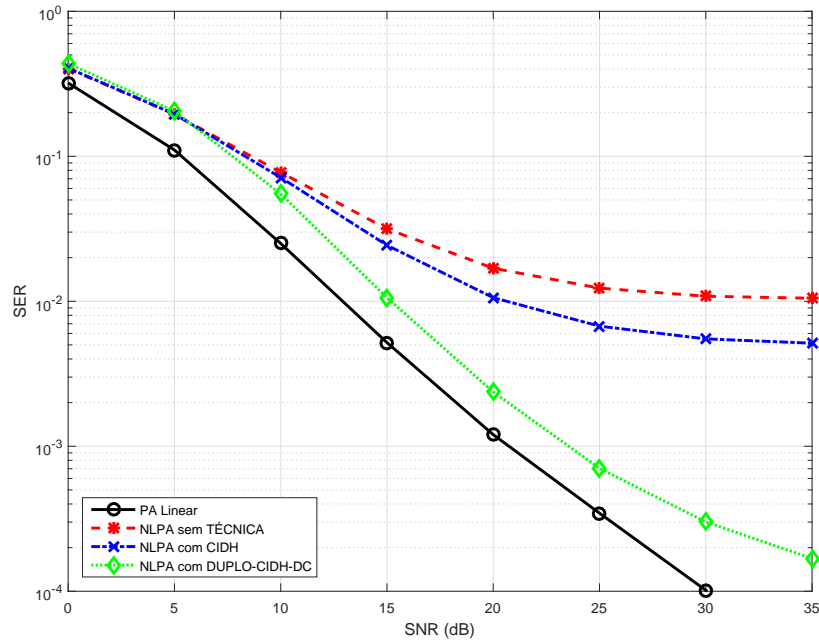
Fonte: Elaborada pelo autor.

Consideramos que o *relay* está equipado com protocolo de cooperação AF de ganho variável, apresentado em (18), e canais com desvanecimento seletivo em frequência do tipo *Rayleigh* com perfil de atraso de potência uniforme. A análise de desempenho do algoritmo proposto será realizada em termos da SER. Utilizamos  $P_s=P/2$  e  $P_r=P/2$ . Em nossas simulações adotamos o modelo de PA *Soft-Clipping*, conforme apresenta (8) [59], [60], visto que possui grande aplicabilidade e baixa complexidade de implementação. A *SNR* média é definida da seguinte forma,  $SNR = P/\sigma_W^2$ , em que fixamos o valor de  $P$  e, à medida que a *SNR* aumenta, diminuimos a variância do ruído  $\sigma_W^2$ .

Para as Figuras 23, 24, 25 e 30, mostraremos a SER versus SNR variando alguns parâmetros para os seguintes casos: cenário em que os PAs da fonte e do *relay* são lineares e para o caso em que estes PAs são não lineares, este último caso sem aplicação de nenhuma técnica, com aplicação da técnica CIDH com diversidade cooperativa no *relay* [3] e com aplicação da técnica proposta Duplo-CIDH-DC. Percebe-se que em todos os resultados apresentados nestas figuras, as curvas com PAs lineares apresentaram os melhores resultados, assim como, as curvas sem aplicação de nenhuma técnica apresentaram os piores resultados, como já era esperado.

A fim de demonstrar a eficácia da técnica proposta Duplo-CIDH com diversidade cooperativa, a Figura 23, apresenta um comparativo da SER versus a SNR. Observamos que o CIDH com diversidade cooperativa para o cancelamento de distorções apenas do *relay* apresenta um resultado melhor em relação ao caso sem aplicação de nenhuma técnica, no entanto a SER permanece em um nível bastante elevado. Pode-se notar o bom desempenho da curva com Duplo-CIDH, que se mantém próxima da curva com PA linear.

Figura 23 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa.



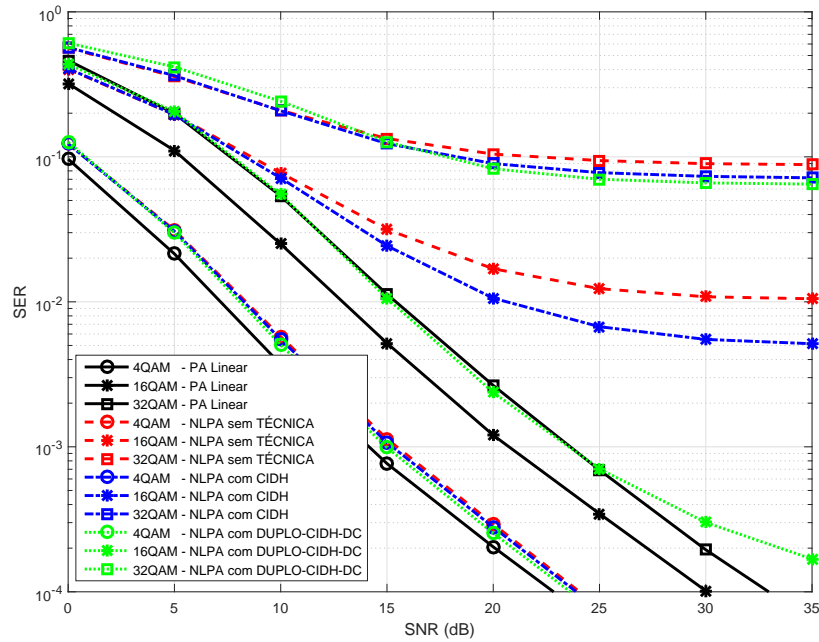
Fonte: Elaborada pelo autor.

Isto ocorre devido à eficácia da técnica proposta Duplo-CIDH em estimar e cancelar as distorções não lineares dos PAs da fonte e do *relay*.

As curvas apresentadas na Figura 24 mostram o impacto da variação da ordem de modulação QAM na SER. Podemos perceber que há um aumento da taxa de erros à medida que aumenta a ordem de modulação, como esperado. Também pode-se observar que a técnica proposta Duplo-CIDH-DC apresenta resultados melhores que a técnica CIDH. Pode-se ainda concluir desta figura que, à medida que a ordem da modulação QAM aumenta, as curvas do Duplo-CIDH e do CIDH se afastam das curvas com PA linear. Isto se deve ao fato que as modulações com ordens mais elevadas possuem maior sensibilidade à distorção provocada pelo uso de PAs não lineares, conforme demonstrado anteriormente em [17].

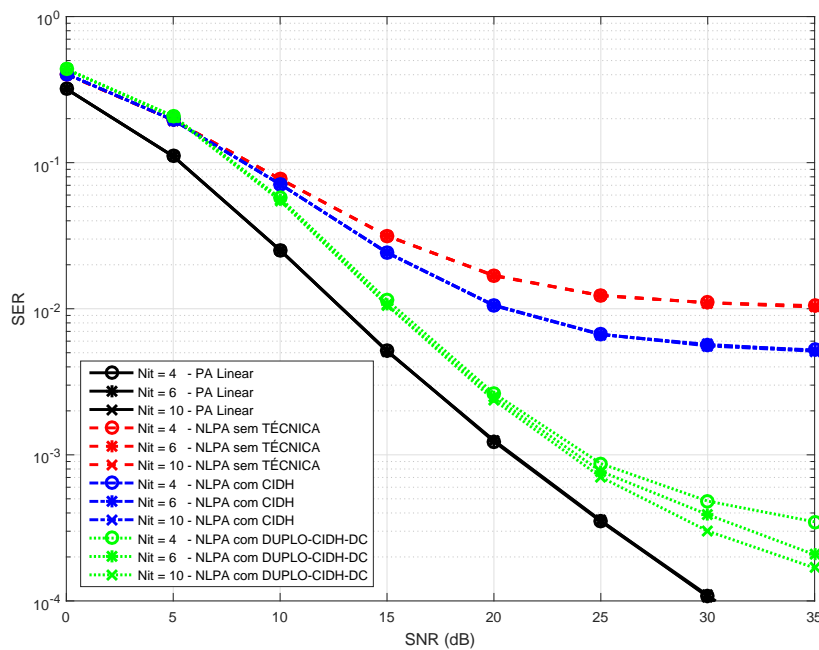
A Figura 25 traz a SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH-DC para diferentes números de iterações (Nit). Nota-se que o CIDH no *relay* não apresenta variação quando se aumenta o número de iterações. Já a técnica proposta Duplo-CIDH-DC para altas SNR há uma melhora gradativa da SER à medida que se aumenta o número de iterações. Isto está relacionado ao fato que quanto maior o número de iterações melhor será o desempenho do algoritmo em estimar as distorções não lineares.

Figura 24 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa para várias ordens de modulação QAM.



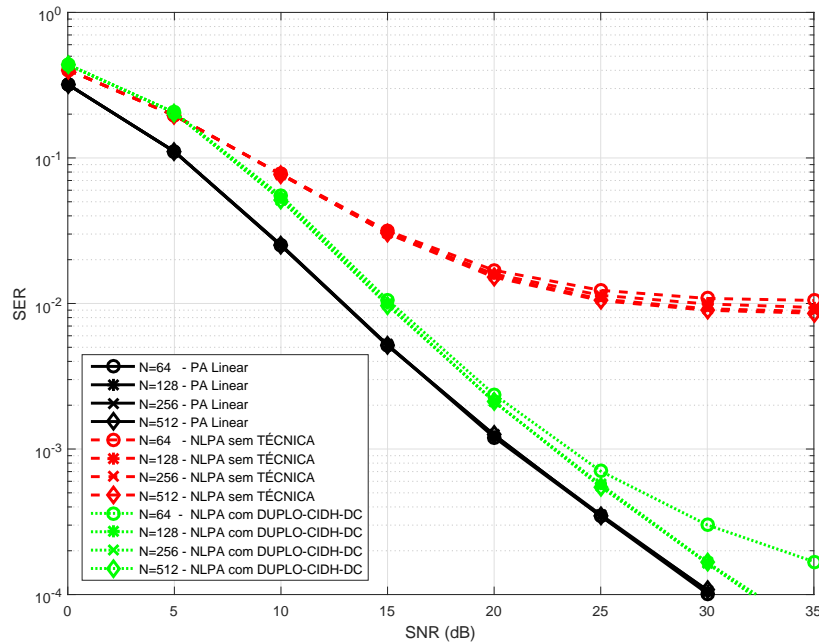
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 25 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH-DC para diferentes números de iterações (Nit).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 26 – SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa para vários valores de  $N$ .

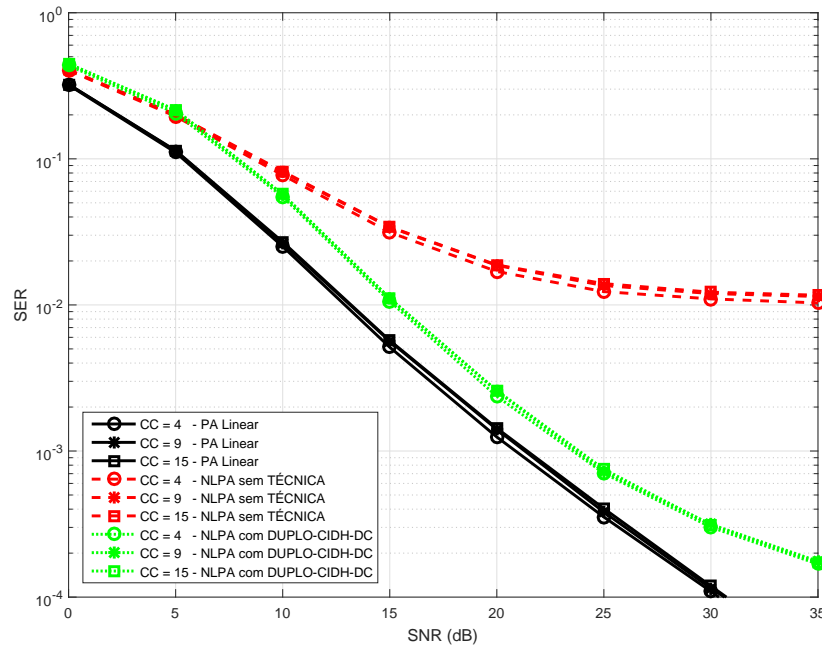


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 26 mostra a SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH em cenário com diversidade cooperativa para vários valores de  $N$ . Nota-se que nos cenários sem aplicação de nenhuma técnica e com PA linear, não há alteração significativa da SER. Nas curvas que representam o uso do Duplo-CIDH percebe-se que, para valores maiores do que  $N = 64$ , mantém-se um desempenho constante para os valores de  $N$  testados. O pior desempenho do Duplo-CIDH quando  $N = 64$  para altas SNRs está relacionado ao fato de que, para um número grande de subportadoras, a proporção do número de subportadoras que realimentam o algoritmo com decisões erradas é maior, gerando um desempenho pior.

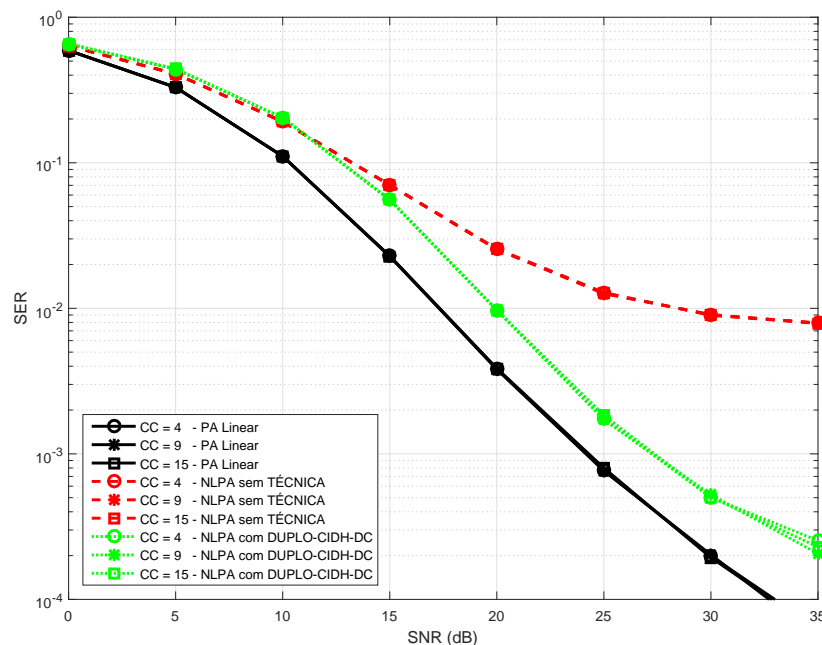
As Figuras 27 e 28 mostram a SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH em cenário com diversidade cooperativa para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ), com perfis de atraso de potência uniforme e exponencial, respectivamente. Nota-se que à medida que aumentamos o número de coeficientes do canal, ou seja, quando o canal possui uma maior seletividade em frequência, não há uma alteração significativa na SER para as técnicas testadas. Com isso, podemos concluir que a técnica proposta possui bom desempenho em ambientes com alta seletividade em frequência do canal.

Figura 27 – SER em função da SNR para a técnica Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ) com perfil de atraso de potência uniforme.



Fonte: Elaborada pelo autor.

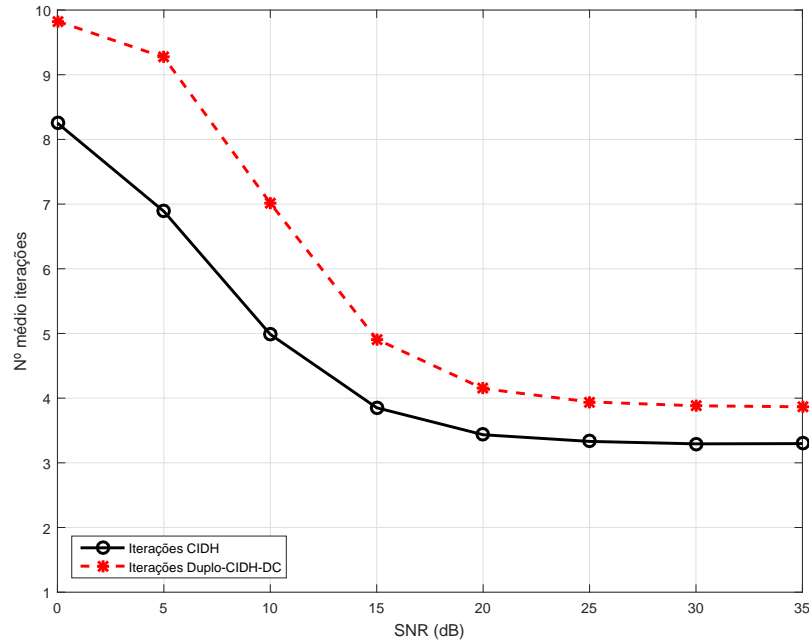
Figura 28 – SER em função da SNR para o Duplo-CIDH-DC para diferentes números de coeficientes da resposta ao impulso do canal ( $CC$ ) com perfil de atraso de potência exponencial.



Fonte: Elaborada pelo autor.



Figura 29 – SER em função da SNR para o número médio de iterações das técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH-DC.

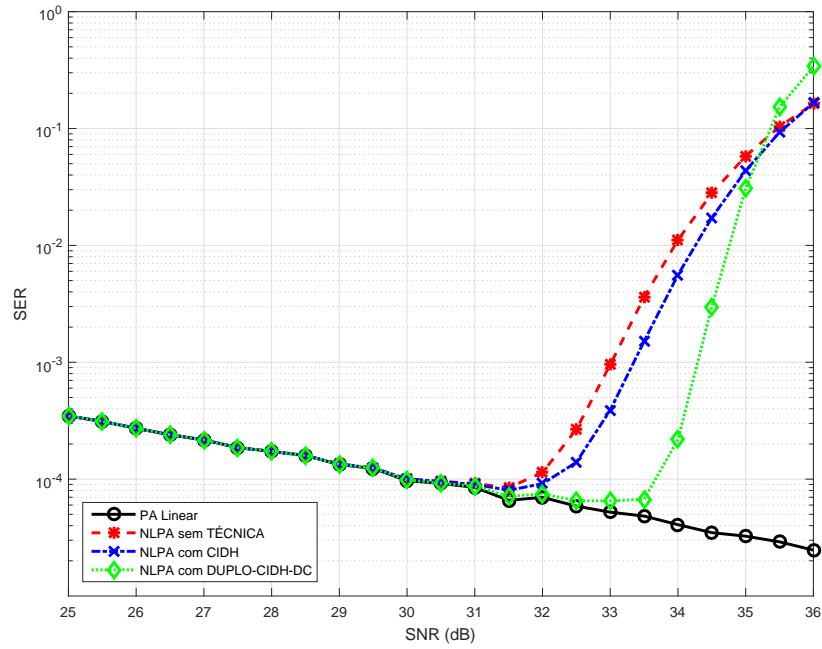


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 29 temos o número médio de iterações das técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH-DC em função da SNR. Neste cenário consideramos que a convergência ocorre se  $\hat{S}_n^{(h)} = \hat{Y}_n$  ou se o número de iterações é igual a dez. Como podemos observar à medida que a SNR aumenta o número médio de iterações diminui para ambas as técnicas. A técnica proposta Duplo-CIDH-DC apresenta um número médio de iterações bastante baixo. Isto está relacionado com o número de iterações necessárias para a convergência, conforme explicado na Figura 25.

A Figura 30 apresenta a SER versus a SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa para a potência do ruído igual a  $\sigma_W^2 = 10^{-4}$ . Neste cenário realizamos de modo diferente o cálculo da variância do ruído e da potência de transmissão  $P$ . Diferentemente das figuras anteriores, tornamos fixa a variância do ruído  $\sigma_W^2$  e variamos  $P$  à medida que a SNR aumenta. Então, à medida que aumentamos SNR aumentamos  $P$ . Percebe-se a melhora gradativa da SER até o ponto de saturação do PA para as duas técnicas, CIDH e Duplo CIDH-DC, para baixos valores de  $P$ . Porém, para altos valores de SNRs há uma piora nos resultados. A técnica proposta apresenta um desempenho melhor que a CIDH no *relay*, pois o ponto de saturação é atingido em níveis de SNRs mais elevados. Isto se deve ao fato que as distorções NLs para baixas SNRs não são relevantes, no entanto, para altas SNRs as distorções NLs passam a ser relevantes.

Figura 30 – SER em função da SNR para as técnicas CIDH no *relay* e Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa com potência do ruído  $\sigma_W^2 = 10^{-4}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

## 4.5 Conclusões

Neste capítulo foi proposta a técnica Duplo-CIDH para sistemas OFDM cooperativos AF equipados com PAs não lineares na fonte e no *relay*, que considera os sinais recebidos dos canais direto (SD) e cooperativo (SRD). No entanto, para sua aplicação os sinais recebidos precisaram ser decorrelacionados e o método de pré-braqueamento foi utilizado para este propósito. Após esta etapa o receptor combina os sinais através do método MRC e, em seguida, estima e cancela as distorções não lineares provenientes do PA da fonte e do *relay*.

O receptor com este algoritmo é capaz de estimar as distorções não lineares da fonte e estas estimações o permitirão uma melhor detecção e cancelamento das distorções NLs do *relay*. O Duplo-CIDH com diversidade cooperativa é a extensão do algoritmo proposto na Seção 3.4, no entanto, esta abordagem considera os dois links de transmissão. Uma das características desta técnica é a inserção do processo de pré-branqueamento em conjunto com MRC aplicado em dois momentos para o cancelamento das distorções não lineares capacidade. A combinação é feita, inicialmente, nos sinais com distorções NLs e depois, no segundo momento, nos sinais sem distorções NLs.

O desempenho satisfatório do algoritmo proposto é evidenciado através dos resultados apresentados, que comprovam a sua eficácia em todos os cenários. Diante do que foi apresentado, podemos concluir que o Duplo-CIDH apresenta melhor desempenho do que o CIDH no *relay* em ambientes com diversidade cooperativa quando: considera-se um aumento do número de subportadoras; a ordem da modulação QAM aumenta; os canais apresentam alta seletividade em frequência e quando há o aumento da potência do ruído, pois o Duplo-CIDH possui ponto de saturação em níveis de SNRs mais elevados. Todos estes pontos abordados tornam o Duplo-CIDH uma técnica mais vantajosa do que o CIDH.

## 5 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Nesta dissertação apresentamos técnicas iterativas para o cancelamento de distorções não lineares em sistemas OFDM cooperativos AF. Consideramos para esta pesquisa um cenário em que o sistema OFDM cooperativo possui uma fonte transmissora (S), um *relay* (R) com protocolo AF e um nó destino (D) com a fonte e o *relay* possuindo NLPA.

O Capítulo 1 apresentou a contextualização e formulação do problema que esta pesquisa se propõe resolver. Na revisão de literatura podemos perceber o expressivo volume de pesquisas para o aprimoramento e desenvolvimento de técnicas iterativas para combater as distorções NLs provenientes do uso de dispositivos não lineares. No entanto, sistemas com as características apresentadas nesta dissertação são pouco explorados, o que evidencia a importância do desenvolvimento desta pesquisa.

A fundamentação teórica adotada nesta dissertação para embasamento do estudo foi apresentada no Capítulo 2, que consistiu no estudo bibliográfico de todos os conceitos fundamentais acerca do tema. Foram apresentados os principais conceitos e características sobre a técnica de transmissão e recepção OFDM e sua relação com o uso de amplificadores de potência não lineares e altas PAPRs. Foi abordado o teorema de *Bussgang*, importante para a modelagem de sinais na saída de dispositivos não lineares. Na sequência foram mostrados os conceitos sobre sistemas de comunicação cooperativos, sendo apresentados os principais protocolos de cooperação existentes na literatura.

No Capítulo 3, foi proposta a técnica iterativa Duplo-CIDH para o cancelamento, no receptor, de distorções não lineares impostas pelo uso de amplificadores de potência não lineares na fonte e no *relay* considerando apenas o canal Fonte-*Relay*-Destino. Com esta técnica o receptor estimou as distorções NLs da fonte e estas estimativas auxiliaram na detecção e cancelamento das distorções NLs do *relay*. O Duplo-CIDH baseia-se na técnica proposta em [3]. O diferencial do algoritmo proposto está no fato de que as distorções NLs no *relay* dependem das distorções NLs da fonte, ou seja, este algoritmo, em comparação com o algoritmo apresentado em [3], além de estimar as distorções NLs da fonte, estima melhor as distorções NLs do *relay*. Para a análise foi feita a modelagem numérica e analítica do sistema cooperativo OFDM AF. A avaliação de desempenho das técnicas propostas foi realizada por meio da SER.

Dentre os resultados apresentados no Capítulo 3 podemos destacar que a aplicação da técnica proposta Duplo-CIDH fornece ganhos expressivamente maiores que a aplicação do CIDH apenas no *relay*. Isto ocorre pois o algoritmo proposto, em comparação com o CIDH, além de estimar as distorções NLs da fonte, ele estima as distorções NLs do *relay* de forma mais precisa, fornecendo resultados muito próximos ao caso com PAs lineares. Outra importante constatação é que as curvas de SERs da técnica Duplo-CIDH se afastam das curvas com PA lineares quando a ordem da modulação aumentam. Conforme

já demonstrado em [17], as modulações com ordens mais elevadas são mais sensíveis às distorções não lineares. Outro resultado importante é que o Duplo-CIDH apresenta bons resultados mesmo em ambientes com alta seletividade em frequência do canal.

No Capítulo 4, foi adotado um sistema OFDM com diversidade cooperativa, considerando o link direto (SD) e o link cooperativo (SRD) com o objetivo de obtermos ganhos de diversidade sem o uso de múltiplas antenas na transmissão e/ou recepção. Novamente foi considerado que a fonte e o *relay* possuem NLPA.

O método proposto no Capítulo 4, denominado Duplo-CIDH com diversidade cooperativa, é capaz de processar os sinais advindos dos enlaces direto e cooperativo através da combinação dos sinais pelo método MRC. No entanto, os sinais recebidos precisaram ser descorrelacionados e o método de pré-braqueamento foi utilizado para este propósito. Logo após esta etapa o receptor combina os sinais através do método MRC e, em seguida, estima e cancela as distorções não lineares provenientes do PA da fonte e do *relay*. Os resultados obtidos demonstram a eficácia da técnica proposta em todas as análises realizadas. Uma importante característica a ser mencionada é que este algoritmo possui grande capacidade de cancelamento de distorções NLs na fonte e no *relay*. Isto ocorre devido às estimativas das distorções NLs da fonte auxiliarem nas estimativas das distorções não lineares do *relay*. Outra contribuição importante do algoritmo proposto é sua eficácia em estimar e cancelar distorções NLs para níveis elevados de ruído e bons resultados para as ordens de modulações testadas, além de apresentar robustez a canais seletivos em frequência e apresentar pouca variação na SER para elevados números de subportadoras.

O aprimoramento das estratégias propostas são bastantes promissoras para o desenvolvimento do campo estudado. Portanto, para o aprofundamento de pesquisas nesta vertente pode-se:

- Incluir na análise o uso de técnicas de estimação de canal nos sistemas propostos;
- Analisar a complexidade computacional dos algoritmos, a fim de evidenciar o desempenho dos métodos desenvolvidos nesta dissertação;
- Aumentar o número de nós retransmissores (*relays*);
- Aplicar técnicas de redução de PAPR em conjunto com as técnicas iterativas;
- Considerar outro protocolo cooperativo, como o DF;
- Utilizar diferentes modelos de amplificadores de potência.

## REFERÊNCIAS

- [1] HWANG, T.; et al., “OFDM and Its Wireless Applications: A Survey.” **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. 58, no. 4, pp. 1673–1694, 2009.
- [2] SILVA, S. L.; FERNANDES, C. A. R., “Cancelamento de Distorções Não Lineares em Sistemas OFDMA com Detecção Multiusuário.” **XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações**, Fortaleza, Brasil, 2013.
- [3] RAZO, V. D.; et al., “Nonlinear Amplifier Distortion in Cooperative Amplify-and-Forward OFDM Systems.” **IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC**, Bahía Blanca, Argentina, pp. 1–5, 2009.
- [4] TELES, L. C. S., **Redução de PAPR em Sistemas de Comunicação OFDM Cooperativos Usando PTS**. 2016. 68 f, Monografia (Graduação em Engenharia da Computação) – Universidade Federal do Ceará, Sobral, 2016.
- [5] JIANG, T.; WU, Y., “An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals.” **IEEE Transactions on Broadcasting**, vol. 54, no. 2, pp. 257–268, 2008.
- [6] RAHMATALLAH, Y.; MOHAN, S., “Peak-To-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems: A Survey And Taxonomy.” **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, vol. 15, no. 4, pp. 1567–1592, 2013.
- [7] MISRA, G.; AGARWAL, A.; AGARWAL, K., “A Technological Analysis and Survey on Peak-to-Average Power Reduction (PAPR) in MIMO- OFDM Wireless System.” **International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)**, Chennai, India, pp. 1303–1310, 2016.
- [8] SINGAL, A.; KEDIA, D., “Complexity Analysis of SLM PAPR Reduction Schemes in Wireless OFDM System.” **International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)**, Chennai, India, pp. 2082–2087, 2016.
- [9] SHENG-JU KU, “An Improved Low-Complexity PTS Scheme for PAPR Reduction in OFDM Systems.” **IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)**, Hong Kong, China, pp. 1–5, 2016.
- [10] ULIAN, I. A.; BARRETO, A. N., “On the Impact of Non-Linear High Power Amplifiers on Coded OFDM.” **7th International Telecommunications Symposium (ITS)**, 2010.
- [11] KARAM, G.; HIKMET, S., “Analysis of Predistortion, Equalization, and ISI

- Cancellation Techniques in Digital Radio Systems with Nonlinear Transmit Amplifiers.” **IEEE Transactions on Communications**, vol. 37, no. 12, pp. 1245–1253, 1989.
- [12] HABENDORF, R.; FETTEIS, G., “Nonlinear Predistortion for OFDM SDMA Systems.” **IEEE 7th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications**, Cannes, France, pp. 1–5, 2006.
- [13] JUQIANG, L.; ZHENGXIN, M.; ZHIGANG, C., “Compensation of Nonlinear Distortion Using a New Method Combining Predistortion with Reconstruction in OFDM Systems.” **International Conference on Communication Technology Proceedings**, Beijing, China, pp. 769–772, 2000.
- [14] HAN, H. D.; HOEHER, P. A., “Simultaneous Predistortion and Nonlinear Detection for Nonlinearly Distorted OFDM Signals.” **Proc. of IST Summit 2005**, 2005.
- [15] GUO, Y.; CAVALLARO, J. R., “A Novel Adaptive Pre-Distorter Using LS Estimation of SSPA Non-Linearity in Mobile OFDM Systems.” **IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)**, Phoenix-Scottsdale, AZ, USA, 2002.
- [16] KARAM, G.; SARI, H., “Analysis of Predistortion, Equalization, and ISI Cancellation Techniques in Digital Radio Systems with Nonlinear Transmit Amplifiers.” **IEEE Transactions on Communications**, vol. 37, no. 12, pp. 1245–1253, 1989.
- [17] FERNANDES, C. A. R.; MOTA, J. C. M.; FAVIER, G., “Analysis and Power Diversity-Based Cancellation of Nonlinear Distortions in OFDM Systems.” **IEEE Transactions on Signal Processing**, vol. 60, no. 7, pp. 3520–3531, 2012.
- [18] MABROUK, M. B.; et al., “Compensating Power Amplifier Distortion in Cognitive Radio Systems with Adaptive Interacting Multiple Model.” **23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)**, Talence, França, pp. 1212–1216, 2015.
- [19] MOSTAFA, M., “Stability Proof of Iterative Interference Cancellation for OFDM Signals With Blanking Nonlinearity in Impulsive Noise Channels.” **IEEE Signal Processing Letters**, vol. 24, no. 2, pp. 201–205, 2017.
- [20] LI, Z.; MU, X., “A Nonlinear Distortion Compensation Algorithm Combined with Channel Estimation in OFDM System.” **International Conference on Computational and Information Sciences**, Zhengzhou, China, pp. 813–816, 2011.
- [21] ULIAN, I. A.; BARRETO, A. N., “Comparação Entre Pós- e Pré-Processamento

para a Mitigação dos Efeitos Não Lineares em um Sistema OFDM.” **XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações**, Curitiba, Brasil, 2011.

- [22] CHEN, H.; HAIMOVICH, A. M., “Iterative Estimation and Cancellation of Clipping Noise for OFDM Signals.” **IEEE Communications Letters**, vol. 7, no. 7, pp. 305–307, 2003.
- [23] LAJNEF, H.; DAKHLI, M. C.; BOUALLEGUE, M. H. R., “The Nonlinear Distortion cancellation for the effect of HPA nonlinearities in filter bank based multi-carrier (FBMC) for Cognitive Radio systems.” **International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)**, Tunis, Tunísia, pp. 638–643, 2016.
- [24] LANEMAN, J. N.; TSE, D. N. C.; WORNELL, G. W., “Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior.” **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, 2004.
- [25] LIU, K. J. R.; et al., **Cooperative Communications and Networking**, 1st ed., Cambridge University Press, 2008.
- [26] LANEMAN, J. N.; WORNELL, G. W., “Energy-Efficient Antenna Sharing and Relaying for Wireless Networks.” **Conference IEEE Wireless Communications and Networking**, Chicago, IL, USA, vol. 1, no. 1, pp. 7 – 12, 2000.
- [27] STERBA, J.; et al., “Iterative Algorithm for Nonlinear Noise Cancellation and Channel Re-Estimation in Nonlinearly Distorted OFDM System.” **IEEE 8th International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics - (SAMII)**, Herlany, Slovakia, pp. 65–70, 2010.
- [28] DIMITROV, S., “Non-linear Distortion Noise Cancellation for Satellite Return Links.” **IEEE International Conference on Communications (ICC)**, Kuala Lumpur, Malaysia, 2016.
- [29] CHIEN, R.-Y., “Iterative Channel Estimation and Impulsive Noise Mitigation Algorithm for OFDM-Based Receivers with Application to Power-Line Communications.” **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 30, no. 6, pp. 2435–2442, 2015.
- [30] OSAWA, N.; IBI, S.; SAMPEI, S., “Iterative Canceller of Adjacent Channel Interference Induced by Nonlinearity of Power Amplifier in Millimeter Wave Systems.” **IEEE 26th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - (PIMRC): Fundamentals and PHY**, Yamada-oka, Suita, Japão, pp. 781–786, 2015.
- [31] CHEN, M.; BURR, A. G., “Low-Complexity Channel selection and Iterative Detection for Overloaded Uplink Multiuser MIMO OFDM System.” **IEEE 77th**



- Vehicular Technology Conference (VTC Spring)**, Dresden, Germany, pp. 1–5, 2013.
- [32] —, “Low-complexity Iterative Interference Cancellation Multiuser Selection Based on Channel Selection and Adaptive Transmission.” **Institution of Engineering and Technology**, vol. 8, no. 11, pp. 1988–1995, 2014.
- [33] IOFEDOV, I.; WULICH, D., “Distortion Cancellation Precoding for OFDM-SDMA Downlink with Nonlinear Power Amplifiers.” **IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)**, Hong Kong, China, pp. 704–709, 2015.
- [34] DROTAR, P.; et al., “Receiver based compensation of nonlinear distortion in MIMO-OFDM.” **IEEE International Microwave Workshop Series on RF Front-ends for Software Defined and Cognitive Radio Solutions (IMWS)**, Aveiro, Portugal, 2010.
- [35] —, “Receiver Technique for Iterative Estimation and Cancellation of Nonlinear Distortion in MIMO SFBC-OFDM Systems.” **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, vol. 56, no. 2, pp. 471 – 475, 2010.
- [36] BUSSGANG, J. J., **Crosscorrelation functions of amplitude-distorted gaussian signals**. Massachusetts Institute of Technology, Technical Report, Research Laboratory of Electronics, 1952.
- [37] GREGORIO, F.; WERNER, S., “Receiver Cancellation Technique for Nonlinear Power Amplifier Distortion in SDMA-OFDM Systems.” **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. 56, no. 5, pp. 2499 – 2516, 2007.
- [38] SCHENK, T. C. W., et al., “Receiver-Based Compensation of Transmitter-Incurred Nonlinear Distortion in Multiple-Antenna OFDM Systems.” **IEEE 66th Vehicular Technology Conference**, Baltimore, MD, USA, 2007.
- [39] GUI, X., “Iterative MIMO-OFDM Detection under Nonlinear Channel Distortions.” **Australasian Telecommunication Networks and Applications Conference (ATNAC)**, Canberra, ACT, Australia, pp. 1–6, 2009.
- [40] LEI, X.; et al., “Analysis of the Performance of Iterative Estimation and Cancellation of Clipping Non-linear Distortion in OFDM.” **Future Generation Communication and Networking (FGCN 2007)**, Jeju, South Korea, 2007.
- [41] BAHAI, A. R. S.; SALTZBERG, B. R.; ERGEN, M., **Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM**. 2nd ed., New York: Springer, 2004.
- [42] CHANG, R. W., “Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel

- Data Transmission.” **The Bell System Technical Journal**, vol. 45, no. 10, pp. 1775 – 1796, 1966.
- [43] PANDHARIPANDE, A., “Principles of OFDM.” **IEEE Potentials**, vol. 21, no. 2, pp. 16 – 19, 2002.
- [44] PROAKIS, J. G.; SALEHI, M., **Digital Communications**. 5th ed., New York: McGraw-Hill, 2008.
- [45] BARRY, J. R.; LEE, E. A.; MESSERSCHMITT, D. G., **Digital Communications**. 3rd ed., New York: Springer Science and Business Media, 2004.
- [46] CHO, Y. S.; et al., **MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB**. Singapore: John Wiley & Sons (Asia), 2010.
- [47] GOLDSMITH, A. J., **Wireless Communications**. New York: Cambridge University Press, 2005.
- [48] HASSAN, E. S., **Multi-Carrier Communication Systems with Examples in MATLAB: A New Perspective**. New York: Taylor & Francis Group, 2016.
- [49] PRASAD, R., **OFDM for Wireless Communications Systems**. Boston: Artech House, 2004.
- [50] CIOCHINA, C.; BUDA, F.; SARI, H., “An Analysis of OFDM Peak Power Reduction Techniques for WiMAX Systems.” **IEEE International Conference on Communications**, vol. 10, pp. 4676–4681, 2006.
- [51] JIANG, T.; WU, T., “An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals.” **IEEE Transactions on Broadcasting**, vol. 54, no. 2, pp. 257–268, 2008.
- [52] RAHMATALLAH, Y.; MOHAN, S., “Peak-To-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems: A Survey And Taxonomy.” **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, vol. 15, no. 4, pp. 1567–1592, 2013.
- [53] SALEH, A. A. M., “Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers.” **IEEE Transactions on Communications**, vol. 29, no. 11, pp. 1715 – 1720, 1981.
- [54] RAPP, C., “Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System.” **2nd European Conference on Satellite Communication**, pp. 179 – 184, 1991.
- [55] DING, L., **Digital Predistortion of Power Amplifiers for Wireless**

- Applications.** 2004. 103 f, Ph.D thesis (Doctor of Philosophy) – Georgia Institute of Technology, 2004.
- [56] ARMSTRONG, J., “Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering.” **IEEE Electronics Letters**, vol. 38, no. 5, pp. 246 – 247, 2002.
- [57] FERNANDES, C. A. R.; MOTA, J. C. M.; FAVIER, G., “MIMO Volterra Modeling For Nonlinear Communication Channels. Learning and Nonlinear Models.” **Journal of the Brazilian Society on Neural Networks**, vol. 8, no. 2, pp. 71 – 92, 2010.
- [58] BANELLI, P.; BARUFFA, G.; CACOPARDI, S., “Effects of HPA Non Linearity on Frequency Multiplexed OFDM Signals.” **IEEE Transactions on Broadcasting**, vol. 47, no. 2, pp. 123 – 136, 2001.
- [59] DARDARI, D.; TRALLI, V.; VACCARI, A., “A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems.” **IEEE Transactions on Communications**, vol. 48, no. 10, pp. 1755–1764, 2000.
- [60] FARIAS, E. J. P., **Análise de Sistemas OFDM Cooperativos AF com Amplificadores de Potência Não Lineares.** 2013. 96 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia de Teleinformática) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2013.
- [61] OCHIAI, H.; IMAI, H., “Performance Analysis of Deliberately Clipped OFDM Signals.” **IEEE Transactions on Communications**, vol. 50, no. 1, pp. 89–101, 2002.
- [62] FERNANDES, C. A. R., “Outage Performance of Cooperative Amplify-and-Forward OFDM Systems with Nonlinear Power Amplifiers.” **IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)**, Cesme, Turkey, pp. 459–463, 2012.
- [63] ERMOLOVA, N. Y.; HAGGMAN, S.G., “An extension of Bussgang’s Theory to Complex-Valued Signals.” **Proceedings of the 6th Nordic Signal Processing Symposium (NORSIG)**, Espoo, Finland, Finland, pp. 45–48, 2004.
- [64] FARIAS, E. J. P.; et al., “Receptor Ótimo para Sistemas OFDM Cooperativos com Amplificadores de Potência Não Lineares.” **XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT’12)**, Brasília-DF, Brasil, 2012.
- [65] SILVA, S. L., **Análise de Outage Baseada na Soma das Taxas em Sistemas OFDM Cooperativos Não lineares.** 2015. 80 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação) – Universidade Federal do Ceará, Sobral, 2015.

- [66] COVER, T. M.; GAMAL, A. A. E., “Capacity Theorems for the Relay Channel.” **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 25, no. 5, pp. 572 – 584, 1979.
- [67] VAN DER MEULEN, E. C., “Three-terminal communication channels.” **Advances in applied Probability**, vol. 3, no. 1, pp. 120–154, 1971.
- [68] SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B., “User Cooperation Diversity - Part I: System Description.” **IEEE Transactions on Communications**, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, 2003.
- [69] KETSEOGLOU, T., “Cooperation Diversity for Clipped OFDM with Iterative Reception.” **42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers**, Pacific Grove, CA, USA, pp. 1025 – 1029, 2008.
- [70] BLETSAS, A.; SHIN, H.; WIN, M. Z., “Cooperative Communications with Outage-Optimal Opportunistic Relaying.” **IEEE Transactions on Wireless Communications**, vol. 6, no. 9, pp. 3450–3460, 2007.
- [71] DOHLER, M.; LI, Y., **Cooperative Communications: Hardware, Channel and PHY**. 1st ed., John Wiley & Sons, 2010.
- [72] NOSRATINIA, A.; HUNTER, T. E.; HEDAYAT, A., “Cooperative Communication in Wireless Networks.” **IEEE Communications Magazine**, vol. 42, no. 10, pp. 74–80, 2004.
- [73] YU, M.; LI (TIFFANY), J.; SADJADPOUR, H., “Amplify-Forward and Decode-Forward: The Impact of Location and Capacity Contour.” **IEEE Military Communications Conference**, Atlantic City, NJ, USA, vol. 3, pp. 1609–1615, 2005.
- [74] HASNA, M. O.; ALOUINI, M.-S., “A Performance Study of Dual-Hop Transmissions With Fixed Gain Relays.” **IEEE Transactions on Wireless Communications**, vol. 3, no. 6, pp. 1963–1968, 2004.
- [75] FERNANDES, C. A. R.; FARIAS, E. J. P., “Theoretical Outage Analysis of Nonlinear OFDM Systems with AF Relays.” **Journal of Communications and Information Systems**, vol. 30, no. 1, pp. 109–114, 2015.
- [76] LI, X.; CIMINI, L. J., “Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM.” **IEEE 47th Vehicular Technology Conference**, Phoenix, AZ, USA, vol. 3, pp. 1634–1638, 1997.
- [77] RAPPAPORT, T. S., **Wireless Communications: Principles and Practice**. 2nd ed., Pearson Prentice Hall, 2009.